



Conception d'antennes souples et de conducteurs magnétiques artificiels en bande UHF

Anthony Presse

► To cite this version:

Anthony Presse. Conception d'antennes souples et de conducteurs magnétiques artificiels en bande UHF. Autre. Université de Rennes, 2015. Français. NNT : 2015REN1S087 . tel-01308324

HAL Id: tel-01308324

<https://theses.hal.science/tel-01308324>

Submitted on 27 Apr 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1
Mention : Traitement du Signal et Télécommunications
Ecole doctorale MATISSE

présentée par
Anthony PRESSE

Préparée à l'unité de recherche IETR - UMR CNRS 6164
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
ISTIC – UFR Informatique Electronique

**Conception
d'antennes souples
et de conducteurs
magnétiques
artificiels en bande
UHF**

**Thèse soutenue à Rennes
le 8 décembre 2015**

devant le jury composé de :

Habiba OUSLIMANI

Professeur, Université Paris 10 – LEME / *rapporteur*

Xavier BEGAUD

Professeur, TELECOM ParisTech / *rapporteur*

Thierry MONEDIERE

Professeur, Université de Limoges – XLIM / *examineur*

Jean-Marc RIBERO

Professeur, Université de Nice Sophia Antipolis – LEAT
/ *examineur*

Kouroch MAHDJOUBI

Professeur, Université de Rennes 1 – IETR / *examineur*

Jean-Marie FLOC'H

Ingénieur de recherche, INSA Rennes – IETR / *invité*

Anne-Claude TAROT

Maître de Conférences HdR, Université de Rennes 1 –
IETR / *directeur de thèse*



THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1
sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne

pour le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1
Mention : Traitement du Signal et Télécommunications
Ecole doctorale MATISSE

présentée par
Anthony PRESSE

Préparée à l'unité de recherche IETR - UMR CNRS 6164
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
ISTIC – UFR Informatique Electronique

**Conception
d'antennes souples
et de conducteurs
magnétiques
artificiels en bande
UHF**

**Thèse soutenue à Rennes
le 8 décembre 2015**

devant le jury composé de :

Habiba OUSLIMANI

Professeur, Université Paris 10 – LEME / *rapporteur*

Xavier BEGAUD

Professeur, TELECOM ParisTech / *rapporteur*

Thierry MONEDIERE

Professeur, Université de Limoges – XLIM / *examineur*

Jean-Marc RIBERO

Professeur, Université de Nice Sophia Antipolis – LEAT
/ *examineur*

Kouroch MAHDJOUBI

Professeur, Université de Rennes 1 – IETR / *examineur*

Jean-Marie FLOC'H

Ingénieur de recherche, INSA Rennes – IETR / *invité*

Anne-Claude TAROT

Maître de Conférences HdR, Université de Rennes 1 –
IETR / *directeur de thèse*

A la mémoire de mon grand-père, Pierre, qui aurait été fier de moi
A mon fils, Gabin
A Karen qui a cru en moi
Et à l'ensemble de ma famille et amis qui m'ont soutenu

Remerciements

CETTE thèse a été réalisée au sein de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR). Je tiens en premier lieu à exprimer ma gratitude à M. Eric POTTIER, directeur du laboratoire, pour m'avoir accueilli au sein de l'IETR et permis d'effectuer mes travaux dans de bonnes conditions.

Ma thèse a été dirigée par Mme Anne-Claude TAROT, Maître de conférences à l'Université de Rennes 1. Je tiens à lui adresser mes sincères remerciements pour sa gentillesse et ses qualités humaines qui font aussi la réussite d'une thèse. Je la remercie aussi pour le suivi de mes travaux et ses précieux conseils qui m'ont fait avancer dans mon travail. Enfin je la remercie pour sa confiance en moi, pour son soutien et pour m'avoir donné l'opportunité de présenter mes travaux dans diverses conférences internationales.

Je remercie mes rapporteurs de thèse, Mme Habiba OUSLIMANI et M. Xavier BEGAUD, pour le temps consacré à la lecture de mon manuscrit et leurs appréciations de mes travaux de recherches. J'adresse également mes remerciements à M. Jean-Marc RIBERO, président du jury et aux autres membres M. Thierry MONEDIERE et M. Kouroch MAHDJOUBI.

Je remercie aussi M. Jean-Marie FLOC'H pour sa bonne humeur et ses bons conseils qui ont permis de faire aboutir une partie de mes travaux.

Je tiens à remercier Mme Maria Elena DE COS GOMEZ avec qui j'ai collaboré quelques semaines et m'a permis d'avancer sur la thèse.

Je remercie la société Syrlinks, partenaire de cette thèse, et particulièrement Jean-Hervé CORRE, ainsi que Sylvie LE BARBIER pour la réalisation des connexions sur les antennes. Mes remerciements vont aussi à Jean-Marc LOPEZ et Tomasz MALESZKA les partenaires du CNES.

Je remercie maintenant tous les membres de l'IETR de m'avoir accueilli pendant ces dernières années et permis de travailler dans d'agréables conditions. Je pense, entre autre, à Christophe pour la réalisation des maquettes, Jérôme pour l'exécution des différentes (longues) mesures effectuées à l'INSA, Noelle pour sa gentillesse et le règlement de tous mes déboires administratifs, Carole avec laquelle nous nous sommes suivis depuis la Licence jusqu'au jour de la soutenance (enfin le jour après pour moi). Enfin je ne souhaite pas oublier Mohamad qui fut tout d'abord la personne qui m'a formé à devenir « un bon thésard » puis qui est devenu un ami et un sympathique camarade de bureau.

Je n'oublie pas de remercier M. Kouroch MAHDJOUBI de m'avoir fait confiance et remis le pied à l'étrier en 2009 et de ce fait permis de débiter cette aventure de la thèse.

Je remercie maintenant chaleureusement Karen pour sa compréhension dans mon choix de débiter une thèse. Je la remercie pour son soutien durant ces trois années et surtout lors de mes baisses de moral. Je la remercie aussi de m'avoir supporté durant les derniers mois de 2015.

J'adresse à présent ma reconnaissance à mes parents qui m'ont toujours encouragé et qui n'ont jamais interféré dans mes choix d'études. Sans eux jamais je n'aurai pu arriver à ce stade. Ce manuscrit est le résultat de leurs sacrifices. Aussi, je ne saurai oublier de remercier les personnes qui me sont chères, mon frère, mes grands parents et l'ensemble de ma famille et amis.

Je tiens également à remercier mes trois correctrices d'orthographe, Karen, ma grand-mère Gisèle et Morgane, sans lesquelles ce manuscrit serait encore plus indigeste.

Enfin je n'oublie pas Gabin qui ne sait pas encore lire mais qui tentera certainement de déchiffrer le manuscrit de son papa.

Liste des abréviations

Abréviations	Significations
AEP	Antenne Electriquement Petite
BCMA	Base Compacte de Mesure d'Antenne
CEP	Conducteur Electrique Parfait
CI	Capacité Interdigitée
CMA	Conducteur Magnétique Artificiel
CMP	Conducteur Magnetique Parfait
CRBM	Chambre Réverbérante à Brassage de Mode
DAS	Débit d'Absorption Spécifique
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial
IFA	Digital Inverted F-Antenna
ISM	bande Industrielle, Scientifique et Médicale
PIFA	Planar Inverted F-Antenna
SER	Surface Equivalente Radar
STAT	Section Technique de l'Armée de Terre
SHI	Surface Haute Impédance
WBAN	Wireless Body Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network

Table des matières

Remerciements	vii
Liste des abréviations	ix
Table des matières	xi
Introduction générale	1
1 Etat de l'art sur les antennes en bande UHF	3
1.1 Introduction	4
1.2 Généralités sur les antennes UHF large bande	4
1.2.1 Notion d'antenne indépendante en fréquence	4
1.2.2 Antenne auto-complémentaire	4
1.2.3 Antenne à ondes progressives	6
1.2.4 Antenne à résonances multiples	7
1.3 Miniaturisation d'antenne	9
1.3.1 Antenne miniature – Limite de Chu	9
1.3.2 Antenne avec plan de masse	10
1.3.2.1 Antenne patch	10
1.3.2.2 Antenne PIFA	12
1.3.3 Antenne sans plan de masse	14
1.3.3.1 Antenne monopole	14
1.3.3.2 Antenne dipôle replié	19
1.3.4 Divers	20
1.3.4.1 Antenne fente	20
1.3.4.2 Antenne fractale	22
1.4 Généralités sur les antennes « wearable »	23
1.4.1 Impact de l'environnement et du corps	23
1.4.2 Antenne « wearable »	23
1.4.2.1 Les origines	23
1.4.2.2 Principales utilisations	24
1.4.3 Antenne souple	24
1.4.3.1 Antenne textile	24
1.4.3.2 Antenne sur substrat souple	25
1.4.3.3 Antenne sur papier	26
1.5 Conclusion	27

2	Matériaux et caractérisation	29
2.1	Introduction	29
2.2	Les matériaux retenus	30
2.2.1	Les substrats	30
2.2.2	La métallisation des substrats	30
2.3	Caractérisation de matériaux	31
2.3.1	Pourquoi mettre en œuvre une caractérisation de matériaux ?	31
2.3.2	Caractérisations à l'aide d'un stub résonant	32
2.3.3	Caractérisations à l'aide de deux lignes micro-rubans	34
2.3.3.1	Principe	34
2.3.3.2	Résultats de simulation	37
2.3.3.3	Validation des mesures à l'aide d'un substrat connu	39
2.3.3.4	Caractérisations de matériaux inconnus	40
2.3.4	Caractérisation à l'aide d'une antenne patch	42
2.4	Conclusion	43
3	Antenne souple large bande en bande UHF	45
3.1	Introduction	45
3.2	Conception de l'antenne	47
3.2.1	Géométrie de l'antenne	47
3.2.2	Antenne sous condition de courbure	52
3.2.3	Méthode de fabrication	54
3.3	Mesures	54
3.3.1	Impédance	55
3.3.2	Rayonnement, gain et ouverture à mi puissance	55
3.4	Essai	60
3.4.1	Contexte de l'essai	60
3.4.2	Mise en place des antennes	61
3.4.3	Signaux reçus	63
3.5	Conclusion	65
4	Solutions d'antennes souples à 400 MHz de taille réduite	67
4.1	Introduction	68
4.2	Antenne fente quart d'onde sur feutrine	69
4.2.1	Description de la structure et simulation	69
4.2.2	Réalisations et mesures	71
4.3	Antenne PIFA avec capacité	73
4.3.1	Description et simulation	73
4.3.2	Modélisation et réalisation	74
4.4	Antennes IFA	76
4.4.1	Description	76
4.4.2	Etude paramétrique	77
4.4.3	Principe de fonctionnement	81
4.4.4	Antennes optimisées	82
4.4.4.1	Antenne avec grand plan de masse	82
4.4.4.2	Antenne avec petit plan de masse	84
4.4.5	Modification de l'alimentation	85
4.4.5.1	Explications	85
4.4.5.2	Antenne 401 MHz avec grand plan de masse	85
4.4.5.3	Antenne 466 MHz avec petit plan de masse	86

4.4.6	Ajout de coutures	89
4.4.7	Antenne courbée sur cylindre fantôme	91
4.4.8	Sélection simple de la fréquence de résonance	93
4.4.9	Antennes bi-fréquence half-duplex	94
4.4.9.1	Présentation	94
4.4.9.2	Méthode de conception	94
4.4.9.3	Antenne bi-fréquence avec plan de masse séparé	95
4.4.9.4	Antenne bi-fréquence avec plan de masse unique	96
4.4.9.5	Antenne bi-fréquence à un seul accès	97
4.5	Conclusion	99
5	Conception de CMA miniatures	101
5.1	Introduction	102
5.2	Etat de l'art sur la miniaturisation de CMA	104
5.2.1	Généralités et théorie sur les CMA	104
5.2.2	Miniaturisation de CMA	106
5.3	Choix des structures et déroulement de la conception	109
5.4	Validation des méthodes numériques et expérimentale à partir de CMA simple carré	110
5.4.1	CMA simple carré à 2.5 GHz	110
5.4.1.1	Conception et simulations du CMA	110
5.4.1.2	Modélisation analytique	111
5.4.1.3	Caractérisation expérimentale	112
5.4.1.4	Comparaison des résultats de simulations, analytiques et expérimentaux	113
5.4.1.5	Inventaire de modèles disponibles dans la littérature	113
5.4.2	CMA simple carré à 400 MHz	115
5.5	CMA à capacités interdigitées	117
5.5.1	Description de la structure et étude paramétrique	117
5.5.2	Modèle équivalent	118
5.5.3	CMA à 2.5 GHz	120
5.5.3.1	Etudes paramétriques	120
5.5.3.2	Validation expérimentale	121
5.5.4	CMA à 466 MHz	122
5.5.4.1	Cellule unitaire de taille moyenne	122
5.5.4.2	Cellule unitaire de petite taille	126
5.5.5	Limite du modèle analytique	128
5.6	CMA double couche	130
5.6.1	Description de la structure	130
5.6.2	Modèle équivalent	130
5.6.3	CMA à 2.5 GHz	132
5.6.3.1	Cellule unitaire de référence	132
5.6.3.2	Etude paramétrique	134
5.6.3.3	Validation expérimentale	135
5.6.4	CMA à 400 MHz	136
5.6.4.1	Cellule unitaire de référence	136
5.6.4.2	Etude paramétrique	137
5.6.4.3	Etude du CMA double couche avec Neltec NH9300	138
5.6.4.4	Réalisation du CMA double couche avec Neltec NH9300	140
5.7	Conclusion	141

6 Structures complètes : CMA – Antenne	143
6.1 Introduction	143
6.2 Antennes associées aux CMA simple carré	144
6.2.1 Réalisation à 2.5 GHz	144
6.2.2 Réalisation à 400 MHz	145
6.3 Antennes associées aux CMA à capacités interdigitées	147
6.4 Antennes associées aux CMA double couche	148
6.4.1 Réalisation à 2.5 GHz	148
6.4.2 Réalisation à 400 MHz	149
6.4.2.1 CMA NY9255 avec dipôle	149
6.4.2.2 CMA NH9300 avec IFA souple	151
6.5 Conclusion	157
Conclusion générale	159
Annexes	163
A Compléments sur les CMA à capacités interdigitées	164
B Démonstration de l'obtention de C_{g_2}	167
C Compléments sur le CMA double couche sur NY9255	168
D Photographies de la BCMA du CNES	170
Bibliographie	171
Bibliographie de l'auteur	181
Résumé	184

Introduction générale

Contexte et motivation de la thèse

L'invention de l'antenne fut la base du développement des communications sans fil à l'orée du XX^e siècle. Elles étaient à l'origine des objets métalliques destinés à transmettre et recevoir des ondes électromagnétiques mais le modernisme aidant, les communications sans fil se sont multipliées et extrêmement diversifiées entraînant la conception d'antennes toujours plus novatrices. C'est dans ce contexte qu'est né le concept d'antenne "*wearable*" il y a moins de deux décennies. Nous entendons antenne "*wearable*", une antenne pouvant s'intégrer dans un vêtement communicant (surveillance des paramètres physiologiques, gestion de situation d'urgence, RFID...). Ces nouvelles applications deviennent très diverses et touchent aussi bien le domaine civil que militaire. Pour mettre en place ce type d'objets communicants il faut repenser la conception des antennes car elles sont désormais réalisées sur des substrats qui ne sont pas dédiés aux circuits radio-fréquences et doivent souvent être flexibles. Toutes ces études ouvrent la voie à la conception d'antennes souples sur des matériaux très variés tel que le papier. Désormais le champ de recherche sur les antennes souples est en pleine expansion.

Cette thèse aborde la conception d'antennes souples en bande UHF pour deux projets distincts. Le premier se concentre sur la conception d'une antenne souple large bande [150 – 900 MHz] et directive pour la Section Technique de l'Armée de Terre (STAT). L'objectif du projet est de positionner des antennes sous un ballon gonflé à l'hélium pour réceptionner des signaux RF sur une zone de conflit. Le second projet s'effectue dans le cadre d'une collaboration avec Syrlinks (Bruz) et le CNES. L'objectif du projet est de concevoir des antennes souples pouvant être utilisées pour le suivi de personnes avec le système ARGOS (401 MHz). En effet malgré tous les efforts déployés pour miniaturiser des balises ARGOS, les antennes des balises de petites tailles n'ont pas été optimisées. De plus avec l'arrivée d'ARGOS-3, le système est maintenant doté d'une voie descente (466 MHz). Le besoin d'antenne souple et bi-fréquence devient alors un enjeu pour la poursuite des applications ARGOS (suivi d'animaux, sécurité des personnes). Pour cette partie, le travail de thèse effectué à l'IETR se concentre sur la conception d'antennes souples laissant le soin à Syrlinks d'apporter son expertise dans la conception de balise miniature.

Objectifs

Après avoir parcouru l'état de l'art des antennes souples en bande UHF le premier but est de sélectionner des matériaux souples qui puissent être employés comme substrat d'antennes. Généralement ces matériaux n'ont pas pour objectif d'être utilisés dans des dispositifs radio fréquence. Par conséquent, nous ne connaissons pas leurs propriétés radio-électriques et il est

alors nécessaire de mettre en place des moyens de caractérisation diélectrique. Dans un second temps il faut également sélectionner un conducteur souple ayant une conductivité suffisante. Une fois le substrat et le conducteur souples sélectionnés, il est tout à fait possible d'utiliser les méthodes classiques de conception d'antenne. Toutefois elles sont parfois délicates à mettre en pratique compte tenu de l'aspect flexible de l'antenne.

Pour le projet STAT, la conception de l'antenne est voisine de celle d'une antenne dans l'espace libre car l'antenne finale est plaquée sur un ballon rempli d'hélium (nous émettons l'hypothèse que l'hélium se comporte comme l'air d'un point de vue radio-électrique). En revanche, pour la conception des antennes pour ARGOS l'environnement proche de l'antenne est à considérer durant la conception. En effet, si l'antenne devait être portée près d'un corps (animal ou humain) le comportement de cette dernière serait très affecté. De plus une source électromagnétique près d'un corps vivant peut être source de méfaits sanitaires. Il est alors nécessaire d'envisager la conception d'une surface réfléchissante pour protéger le porteur de l'antenne tout en n'affectant pas les performances de l'antenne. De surcroît, il est impératif que l'antenne globale ait des dimensions réduites vis-à-vis de la longueur d'onde (75 cm) pour qu'elle ne soit pas encombrante. La miniaturisation de l'ensemble ainsi que la conception d'une surface réfléchissante sont les objectifs principaux de l'étude CNES.

Organisation du manuscrit

Le manuscrit de thèse est découpé en six chapitres.

Le premier chapitre dresse un état de l'art général sur les antennes en bande UHF et est subdivisé en trois parties. La première présente un rappel sur les antennes large bande pouvant être transposables sur un substrat souple. La seconde démontre l'impact de la miniaturisation d'antenne et dresse une liste de méthodes de réduction de taille d'antenne. Enfin la troisième traite des antennes "*wearables*" et souples.

Dans le chapitre deux, nous nous intéressons aux matériaux et aux méthodes de caractérisation diélectrique utilisées durant la thèse. Trois méthodes sont utilisées dont une mise en place durant la thèse.

Le troisième chapitre contient l'ensemble du projet STAT. Nous rappelons le contexte de l'étude de manière détaillée et argumentons notre choix d'une structure Vivaldi antipodale. La méthode de conception de l'antenne est décrite puis l'ensemble des mesures expérimentales jusqu'aux tests réels sur le camp militaire de Mourmelon.

A partir du chapitre quatre nous débutons la rédaction du projet ARGOS. Dans ce chapitre nous commençons par proposer trois types d'antenne dont les dimensions sont petites vis-à-vis de la longueur d'onde. La première antenne est une fente quart d'onde et la seconde une PIFA avec capacité. La troisième solution est une IFA sur laquelle une étude paramétrique est effectuée afin de bien comprendre son comportement. Ensuite, elle est optimisée à 401 MHz et 466 MHz puis est progressivement améliorée afin de la rendre robuste. Une solution bi-fréquence utilisant un substrat unique est proposée.

Le cinquième chapitre propose deux conducteurs magnétiques artificiels novateurs (CMA) avec des cellules unitaires de faibles dimensions face à la longueur d'onde. Le premier utilise des capacités interdigitées et le second une structure double couche. Le comportement de chaque CMA est traduit par un modèle analytique. Les résultats des modèles sont accompagnés de mesure de la phase du coefficient de réflexion.

Enfin le chapitre six est consacré à l'association d'antennes avec les CMA développés. Un ensemble CMA – IFA souple à 400 MHz est conçu puis mesuré en impédance et en rayonnement dans les locaux du CNES.

CHAPITRE 1

Etat de l'art sur les antennes en bande UHF

Sommaire

1.1	Introduction	4
1.2	Généralités sur les antennes UHF large bande	4
1.2.1	Notion d'antenne indépendante en fréquence	4
1.2.2	Antenne auto-complémentaire	4
1.2.3	Antenne à ondes progressives	6
1.2.4	Antenne à résonances multiples	7
1.3	Miniaturisation d'antenne	9
1.3.1	Antenne miniature – Limite de Chu	9
1.3.2	Antenne avec plan de masse	10
1.3.2.1	Antenne patch	10
1.3.2.2	Antenne PIFA	12
1.3.3	Antenne sans plan de masse	14
1.3.3.1	Antenne monopole	14
1.3.3.2	Antenne dipôle replié	19
1.3.4	Divers	20
1.3.4.1	Antenne fente	20
1.3.4.2	Antenne fractale	22
1.4	Généralités sur les antennes « wearable »	23
1.4.1	Impact de l'environnement et du corps	23
1.4.2	Antenne « wearable »	23
1.4.2.1	Les origines	23
1.4.2.2	Principales utilisations	24
1.4.3	Antenne souple	24
1.4.3.1	Antenne textile	24
1.4.3.2	Antenne sur substrat souple	25
1.4.3.3	Antenne sur papier	26
1.5	Conclusion	27

1.1 Introduction

L'objectif principal de ce premier chapitre est de dresser un état de l'art sur les antennes dans la bande UHF. Cet état de l'art est découpé en trois parties distinctes. La première partie résume des généralités sur les antennes large bande transposables sur des substrats souples. La deuxième partie présente des méthodes de miniaturisation d'antenne. Enfin la troisième partie, plus généraliste, dresse un état des lieux des antennes "*wearables*" et des substrats associés.

Dans les généralités sur les antennes large bande nous nous intéresserons principalement à trois antennes : l'antenne spirale, l'antenne Vivaldi et l'antenne log-périodique. Cette partie rappelle l'histoire de ces antennes et leur méthode de conception.

La partie concernant la miniaturisation d'antenne débute par la mise en lumière des conséquences de la réduction de taille des antennes. En effet, les contraintes physiques principales inhérentes à la conception d'antenne dont les dimensions sont faibles par rapport à la longueur d'onde la fait tendre vers la limite de Chu ce qui aboutit à réduire ses performances de rayonnement et limiter sa bande passante. Ensuite, nous passons en revue une liste non exhaustive de techniques de miniaturisation d'antenne, des plus simples et classiques aux moyennement complexes. Cette liste s'articule autour de deux axes majeurs : les antennes avec plan de masse (antenne patch, PIFA...) et les antennes sans plan de masse (monopole...). Nous nous avons retenu les méthodes qui pourraient être utilisées sur des substrats souples.

La dernière partie contient des généralités sur les antennes "*wearables*". Nous nous intéresserons à l'impact de l'environnement sur les performances de l'antenne. Puis nous ferons un bref historique de l'origine de l'antenne "*wearable*" et listerons ses applications principales. Nous proposerons quelques matériaux et techniques utilisés lors de la conception d'antenne "*wearable*".

1.2 Généralités sur les antennes UHF large bande

1.2.1 Notion d'antenne indépendante en fréquence

La conception d'antenne large bande fait souvent appelle à des antennes indépendantes en fréquence. Cette notion d'antenne indépendante en fréquence est énoncée dans le courant des années 1950 par RUMSEY, énoncé connu comme la théorie de l'antenne "équiangulaire", et aboutit à un ouvrage consacré au sujet [1]. Simplement, RUMSEY explique que si les dimensions de l'antenne peuvent être augmentées par homothétie avec la longueur d'onde du signal d'alimentation augmentée du même facteur, alors l'antenne est dite indépendante en fréquence si ses performances sont maintenues. Autrement dit, les performances de l'antenne sont indépendantes de la fréquence si les dimensions de l'antenne mesurées en longueur d'onde sont maintenues constantes. Nous pouvons inclure dans cette famille les antennes spirales, log-périodiques...

1.2.2 Antenne auto-complémentaire

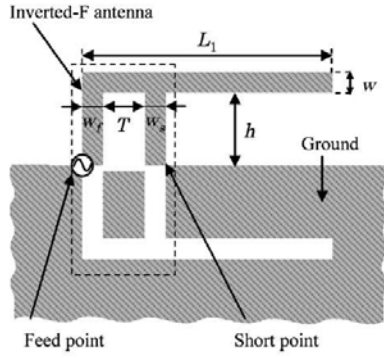
Une antenne avec une structure auto-complémentaire, quelle que soit la forme de la structure, possède une impédance d'entrée théorique constante quelle que soit la fréquence (exemple illustré figure 1.1(a)). L'antenne est dite indépendante en fréquence. Ce principe fut découvert en 1948 par Yasuto MUSHIAKE [2,3]. La valeur numérique de l'impédance d'entrée

Z , valable pour un plan de masse infini, est donnée par la relation de Mushiake comme

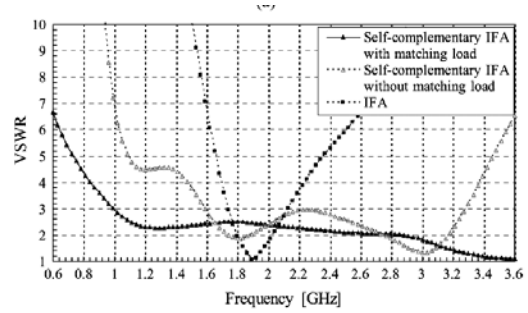
$$Z = \frac{\eta_0}{2} = 60\pi \approx 188\Omega \quad (1.1)$$

Où η_0 est l'impédance du vide (120π). Cette propriété permet alors de concevoir aisément des antennes large bande mais avec l'encombrement d'un grand plan de masse et une impédance d'alimentation de 188Ω .

TAKEMURA [4] utilise cette propriété et réalise une PIFA (*Planar Inverted F Antenna*) auto-complémentaire sur un PCB de $50 \times 100 \text{ mm}^2$. La simulation du coefficient de réflexion laisse apparaître une large bande passante débutant à 1.2 GHz et allant au delà de 3.6 GHz comme illustré Figure 1.1. Aussi, la position de l'alimentation permet d'influencer les niveaux d'adaptation de l'antenne comme le montre [5].



(a) Schéma



(b) Coefficient de réflexion en fonction de la configuration

FIGURE 1.1 – Antenne complémentaire IFA [4].

Dans la famille des antennes auto-complémentaires nous pouvons également citer les antennes spirales de type Archimède, sinueuse ou logarithmique. Elles sont appréciées pour leur très large bande passante, propriété convoitée dans les systèmes radio. Elles furent développées dès le milieu du siècle dernier comme en attestent les travaux de DYSON en 1959 [6]. Il propose dans son article une antenne spirale logarithmique novatrice illustrée Figure 1.2. Bien que théoriquement de bande passante infinie, l'antenne spirale réelle possède néanmoins des limites de bande passante liées à la finitude de ses dimensions. La borne basse de la bande passante est fonction de son diamètre extérieur et la borne haute de son diamètre intérieur.

Pratiquement, l'antenne est alimentée en son centre par un signal symétrique de manière à alimenter les deux brins de la spirale en opposition de phase. Le rayonnement de l'antenne se fait par deux lobes principaux dans deux directions opposées, orthogonales au plan de l'antenne. La polarisation est circulaire droite pour un lobe, gauche pour l'autre. Ces propriétés sont illustrées Figure 1.3 au travers de l'antenne présentée dans [7]. Cette antenne possède un diamètre de 48 mm et est conçue par hybridation d'une spirale logarithmique et d'une spirale d'Archimède. Cette hybridation permet de repousser la borne basse de la bande passante.

Il est toutefois possible d'obtenir un rayonnement unidirectionnel avec une antenne spirale en utilisant une cavité sous l'antenne [8]. Cependant cette technique abaisse les performances de l'antenne.

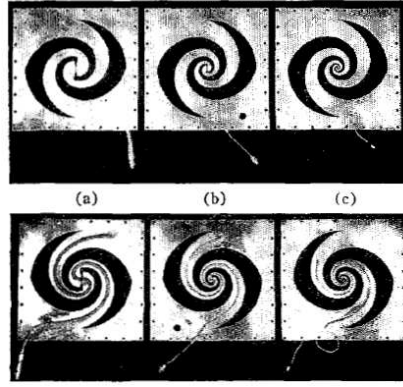


FIGURE 1.2 – Trois antennes spirales logarithmiques [6].

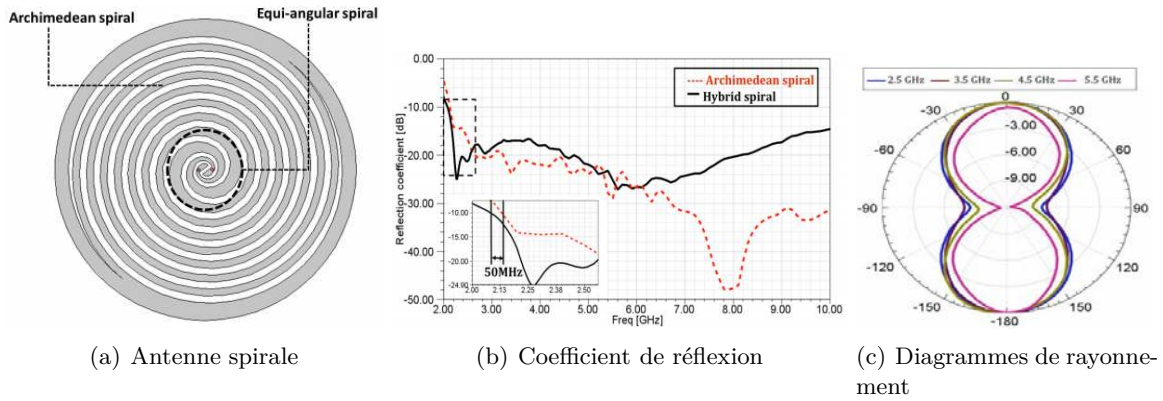


FIGURE 1.3 – Représentation d’une antenne spirale avec son coefficient de réflexion et ses diagrammes de rayonnement [7].

1.2.3 Antenne à ondes progressives

Typiquement ces antennes sont des guides d’onde à ouverture progressive, la plus connue étant l’antenne cornet. Elles sont directives et unidirectionnelles. Ce type d’antenne peut aussi être conçu de manière plane [9] afin de réduire leur encombrement. Les ouvertures de ces antennes sont basées sur des fonctions mathématiques qui permettent une ouverture progressive (fonctions polynomiales, exponentielles...). Généralement les ouvertures progressives emploient la fonction exponentielle et les antennes qui en découlent sont couramment appelées antennes Vivaldi. Nous allons nous intéresser à cette structure.

La première apparition des antennes Vivaldi est due à GIBSON en 1979 [10]. L’antenne Vivaldi possède une ouverture exponentielle dans le but de fournir une large bande passante. En effet, différentes parties de l’antenne résonnent à différentes fréquences. Grâce à sa large bande passante et sa directivité, ce type d’antenne est employé dans des systèmes ultra large bande, en imagerie micro-ondes [11], imagerie radar [12], dans des réseaux d’antennes [13]... Couramment les antennes Vivaldi sont alimentées par une transition ligne microruban – fente [14]. Cette transition est un couplage entre une ligne microruban terminée par un stub ouvert et une fente entamée par une cavité circulaire, émulant un circuit ouvert. Cette transition a la particularité d’être large bande [15].

En 1988, GAZIT introduit l’antenne Vivaldi antipodale [16]. Dans sa version la plus basique, cette antenne est constituée de deux ailes conductrices disposées en opposition sur chaque face d’un substrat. L’antenne est alimentée par une ligne microruban, laquelle se

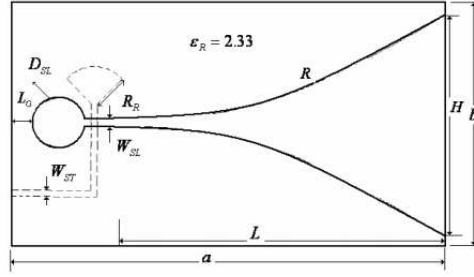


FIGURE 1.4 – Schéma d'une antenne Vivaldi [14].

transforme en deux lignes parallèles de même largeur. Pour permettre une douce transition ligne microruban – ligne parallèle, le plan de masse décroît progressivement. Enfin, les deux lignes parallèles aboutissent à l'ouverture progressive exponentielle. Cette description est illustrée Figure 1.5(a) par l'antenne Vivaldi proposée par GAZIT. La profondeur de l'ouverture exponentielle est de 150 mm pour une ouverture maximale de 120 mm ce qui permet un début de bande passante à -10 dB à environ 1.3 GHz (Figure 1.5(b)). Les diagrammes de rayonnement à 16 GHz dans les plans E et H sont visibles Figures 1.5(c) et 1.5(d) et sont caractéristiques d'une antenne Vivaldi.

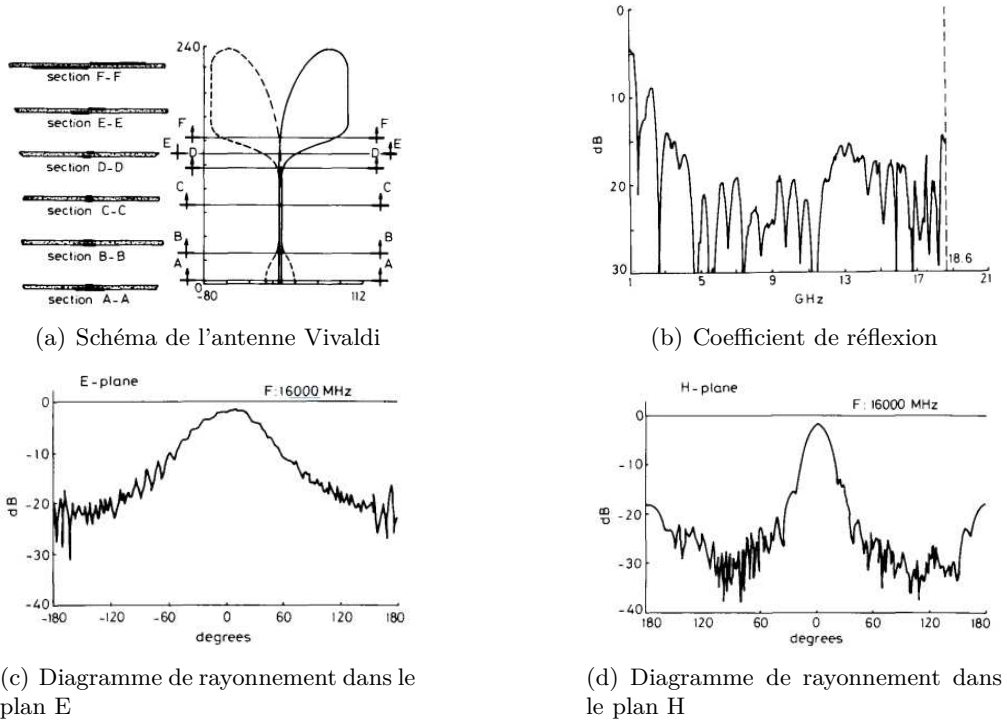


FIGURE 1.5 – Première antenne Vivaldi antipodale proposée [16].

1.2.4 Antenne à résonances multiples

Les travaux sur les antennes à résonances multiple sont initiés par DUHAMEL et ISBELL en 1957 et sont inspiré de la théorie de RUMSEY. Ces antennes à résonances multiples sont des combinaisons d'éléments rayonnants faible bande. Chaque élément, souvent un dipôle, couvre une bande limitée de la bande passante totale mais la somme de toutes ces bandes passantes

étroites permet de créer l'effet large bande. Généralement ce genre d'antenne est nommée antenne log-périodique. Ces antennes portent le nom de log-périodique car chaque élément croît par homothétie donc selon une loi logarithmique. Le principe de conception [17, 18] est présenté sur la Figure 1.6 et par les équations (1.2), (1.3) et (1.4).

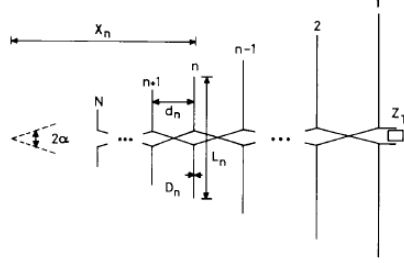


FIGURE 1.6 – Schéma de principe d'une antenne log-périodique [18].

Le facteur d'échelle τ est donné par :

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{D_{n+1}}{D_n} = \frac{X_{n+1}}{X_n} \quad (1.2)$$

et l'espace entre deux dipôles par le rapport σ :

$$\sigma = \frac{d_n}{2L_n} = \frac{1 - \tau}{4} \cot \alpha \quad (1.3)$$

Les fréquences haute et basse de la bande passante sont définies par le dipôle le plus long de longueur L_1 et le dipôle le plus court de longueur L_N de telle sorte que $L_1 \geq K_1 \lambda_{max}$ et $L_N \leq K_2 \lambda_{min}$ (K_1 et K_2 sont des coefficients à ajuster numériquement ou en simulation [18]). Enfin le nombre de dipôles nécessaire est donné par la relation suivante :

$$N = 1 + \frac{\log(L_1/L_N)}{1/\tau} \quad (1.4)$$

L'antenne est terminée par une impédance Z_T qu'il faut adapter à la ligne de transmission qui alimente l'antenne. Cette antenne étant un réseau de dipôles, l'antenne log-périodique est donc directive dans la direction de décroissance des dipôles. Elle est d'autant plus directive que le nombre de dipôles est grand.

Historiquement les antennes log-périodiques sont volumiques (Figure 1.7) mais elles peuvent être conçues de manière planaire. De cette manière il est possible de les réaliser sur un substrat plan comme illustré Figure 1.8.



FIGURE 1.7 – Antenne log-périodique [19].

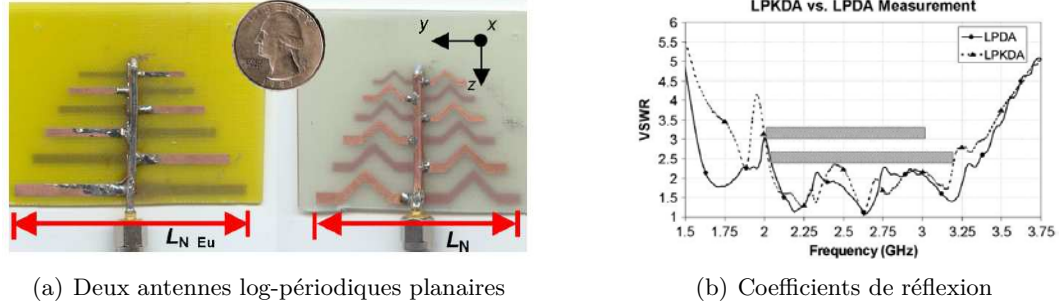


FIGURE 1.8 – Comparaison d’une antenne log-périodique planaire classique et d’une antenne log-périodique planaire avec dipôles fractals [20].

1.3 Miniaturisation d’antenne

1.3.1 Antenne miniature – Limite de Chu

Dans ce paragraphe nous allons mettre en lumière les conséquences de la réduction de taille d’une antenne vis à vis de la longueur d’onde sur ses performances. Cette Antenne est dite Electriquement Petite, et nommée AEP (ou ESA pour *Electrically Small Antenna*). Le premier à introduire cette notion est H.A. WHEELER en 1947 [21]. Selon ses travaux, une antenne est considérée électriquement petite si sa dimension maximale est inférieure à $\lambda_0/2\pi$. Cette distance est nommée par WHEELER, la *radiansphere* [22]. Plus communément on utilise la condition suivante pour qualifier une AEP

$$ka < 1 \quad (1.5)$$

où k est le nombre d’onde $2\pi/\lambda$ et a le rayon d’une sphère virtuelle qui englobe la totalité de l’antenne. Cette sphère est appelée sphère de Chu en référence au travaux de CHU sur la limitation physique des antennes [23]. En 1948, CHU étudie champs électromagnétiques générés par une antenne. La singularité des champs au centre de la *radiansphere* aboutissant à des grandeurs physiquement inacceptables pour l’énergie électromagnétique, CHU s’intéresse essentiellement aux champs à l’extérieur de la sphère. Il parvient ainsi à évaluer analytiquement les énergies rayonnée et stockées, ainsi qu’au coefficient de qualité Q .

Grâce à la connaissance du facteur de qualité d’une antenne il est possible d’étudier ses performances, Q étant défini comme le rapport de la quantité moyenne d’énergie stockée dans l’antenne et la puissance rayonnée [24]

$$Q = \begin{cases} \frac{2\omega W_e}{P_r} & \text{si } W_e > W_m \\ \frac{2\omega W_m}{P_r} & \text{si } W_m > W_e \end{cases} \quad (1.6)$$

où W_e et W_m sont respectivement les quantités moyennes d’énergie électrique et magnétique stockées et P_r la puissance rayonnée. Plus l’énergie stockée est importante, moins l’antenne est efficace. Aussi, la connaissance de Q permet d’estimer la bande passante d’une antenne miniature.

Depuis les travaux de WHEELER et CHU, qui se limitent au cas d’une antenne omnidirectionnelle sans perte et polarisée linéairement, de nombreuses études ont été menées pour déterminer le facteur de qualité limite Q_{min} , ou limite de Chu, en fonction des dimensions de l’antenne. La liste chronologique suivante, non exhaustive, donne les principales publications traitant du sujet. HARRINGTON inclut les antennes à polarisation circulaire [24], COLLIN propose des valeurs exactes de Q_{min} pour les trois premiers modes TE ou TM [25]. FANTE

propose une valeur de Q_{mim} lorsque les modes TE et TM sont excités en même temps [26]. Finalement, on s'intéressera plus particulièrement aux résultats de MC LEAN qui propose deux valeurs de Q_{mim} selon la polarisation de l'antenne [27]. Pour une antenne excitée avec un mode TE₀₁ ou TM₀₁

$$Q_{min}^{TE_{01}} = Q_{min}^{TM_{01}} = \eta \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (1.7)$$

et pour une antenne en polarisation circulaire

$$Q_{min} = \frac{\eta}{2} \left(\frac{1}{k^3 a^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (1.8)$$

avec η l'efficacité de l'antenne. Les études théoriques sur les antennes miniatures restent encore un vaste débat et on retiendra comme limite théorique les équations (1.7) et (1.8).

La bande passante de l'antenne étant inversement proportionnelle au facteur de qualité, plus ce dernier va tendre vers une valeur élevée, plus la bande passante va se pincer. Notons aussi que la miniaturisation des antennes fait chuter leur efficacité donc leur gain.

Cette brève approche théorique sur les antennes miniatures nous a permis de voir qu'il sera difficile d'obtenir une bande passante significative pour la réalisation de nos antennes. En effet, avec un objectif de dimensions maximales de $5 \times 5 \text{ cm}^2$ pour une antenne résonant à 401 MHz, $ka = 0.297^1$, ce qui fait rentrer l'antenne dans la catégorie des AEP. Ce problème pourrait être secondaire pour notre application comme la bande d'émission d'une balise ARGOS est très étroite, environ 3 kHz. Cependant avec une antenne confrontée à diverses perturbations, il serait préférable de concevoir une antenne avec une bande passante plus large que celle requise pour ARGOS.

1.3.2 Antenne avec plan de masse

1.3.2.1 Antenne patch

L'antenne patch fait partie des topologies d'antennes les plus simples. La fréquence de résonance f_0 est fixée par la longueur du patch par l'équation (1.9) :

$$L_{patch} = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (1.9)$$

Cette équation est valable pour des substrats diélectriques avec ϵ_{eff} le permittivité effective du matériau. N'oublions pas que la taille globale de l'antenne doit aussi prendre en compte le plan de masse. Afin de réduire cette taille, l'augmentation de la permittivité du substrat est la solution la plus évidente (la bande passante serait toutefois réduite). Les techniques présentées ensuite cherchent à augmenter la longueur électrique. Ajouter des fentes dans le patch [28], permet d'allonger le chemin du courant et donc d'allonger cette longueur électrique. L'abaissement de la fréquence de résonance est fonction de la configuration, la densité et la longueur des fentes. La Figure 1.9 illustre une antenne patch où plusieurs fentes entaillent le patch. Comme on peut l'observer, plus la longueur des fentes est importante, plus la fréquence de résonance diminue. Le chemin parcouru par le courant est plus long.

On retrouve cette même technique dans [29] mais cette fois-ci avec les fentes positionnées dans le plan de masse. Dans la référence [28] la réduction du patch est de 46% alors qu'elle n'est que de 33% dans le cas de [29]. Les auteurs de [30] présentent une antenne patch

1. On considère la dimension la plus grande l'antenne pour le calcul, soit la diagonale du carré, ce qui donne : $\frac{2\pi}{\lambda_{401 \text{ MHz}}} \frac{5\sqrt{2}}{2} = 0.297$

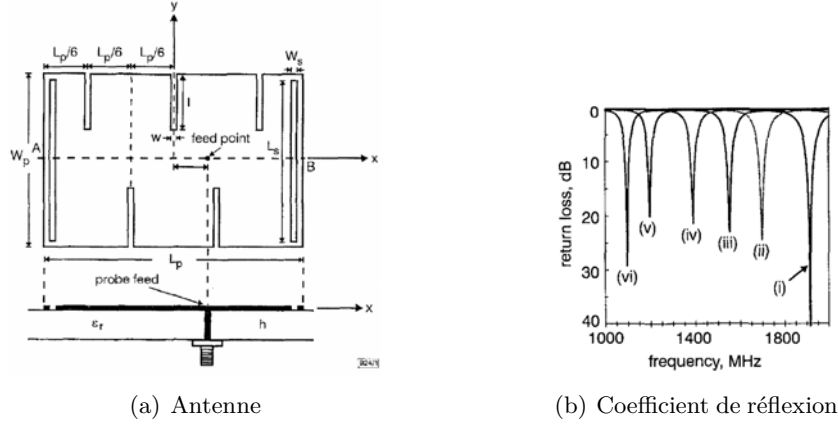


FIGURE 1.9 – (a) Antenne patch avec des fentes, $W_p = 24$ mm, $L_p = 36$ mm, $h = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 4.4$ mm. (b) Coefficients de réflexion en fonction de la longueur de la fente : (i) aucune fente, (vi) $l = 13$ mm [28].

avec deux entailles à chaque extrémité du patch. Cet article est intéressant d'un point de vue théorique car il s'attache à démontrer le phénomène physique par le biais de mises en équation. La publication [31] allie à la fois le substrat à forte permittivité et les fentes pour créer une antenne patch circulaire de 12 cm de diamètre. Elle possède deux alimentations et la configuration des fentes lui permet d'avoir deux fréquences de résonance de 401 et 437 MHz, la taille est donc réduite à $0.16\lambda_0$. Un court-circuit est placé au centre du patch pour supprimer les modes non désirés.

Une diminution de la fréquence de résonance peut être atteinte par des modifications de la forme globale du patch. Ainsi l'article [32] propose un patch avec un pincement au milieu, un patch papillon. L'antenne est illustrée Figure 1.10. Plus la dimension W_c devient faible, plus la fréquence de résonance s'abaisse. Par exemple pour les dimensions $W_c = 1$ cm, $W = 6.6$ cm, $L = 5.66$ cm, $h = 1.6$ mm et $\epsilon_r = 4.5$, soit 44 cm², la fréquence de résonance est de 737 MHz. Pour atteindre cette fréquence de résonance avec une configuration classique, la surface du patch annoncée est de 117 cm². La surface occupée par le patch est 62% plus faible.

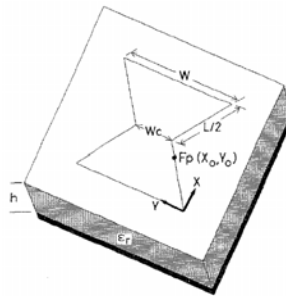


FIGURE 1.10 – Antenne patch papillon [32].

Entailler le patch ou chercher à modifier sa structure pour allonger la longueur électrique permet d'abaisser la fréquence de résonance mais a peu d'incidence sur la bande passante qui serait parfois souhaitée plus large. Toutefois, la création d'un court-circuit sur le patch permet d'élargir la bande passante et d'abaisser la fréquence de résonance. Cette technique est employée par les auteurs de [33] pour concevoir un patch qui résonne à 710 MHz avec une bande passante de 66 MHz, soit 9.3%. Conventionnellement, cette antenne devrait résonner

à 1900 MHz. Elle est schématisée Figure 1.11. L'union des entailles et de court-circuits est également un moyen d'accroître encore plus la miniaturisation [31]

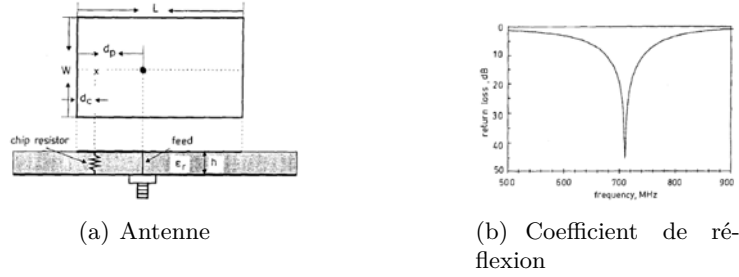


FIGURE 1.11 – Antenne patch avec court-circuit. $W = 24.87$ mm, $L = 37.3$ mm, $h = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 4.4$, $d_p = 13.5$ mm, $d_c = 1.65$ mm [33].

Le défaut majeur de cette technique est le faible gain de l'antenne car une grande partie de l'énergie transite vers le court-circuit. L'ajout d'un superstrat à forte permittivité permet d'obtenir de bien meilleur gain. La publication [34] présente un article avec la même structure d'antenne que celle précédemment décrite mais avec un superstrat d'une permittivité $\epsilon_r = 79$. Les mesures confirment que les diagrammes de rayonnement sont similaires à ceux d'un patch classique à la fréquence de résonance, tant sur la forme que sur les niveaux.

1.3.2.2 Antenne PIFA

En observant la distribution du champ électrique du mode fondamental, TM_{10} , sous un patch, on peut constater qu'il y a annulation du champ au milieu du patch (Figure 1.12). La mise en place d'un mur électrique parfait, c'est à dire un court-circuit plan à cette position, n'aura pas d'influence sur le fonctionnement de l'antenne. Par cette technique, la largeur du patch peut être réduite de moitié en conservant la même fréquence de résonance. La longueur physique de l'antenne est donc de $\lambda_g/4$.

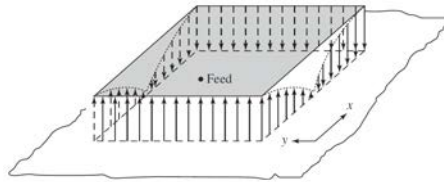
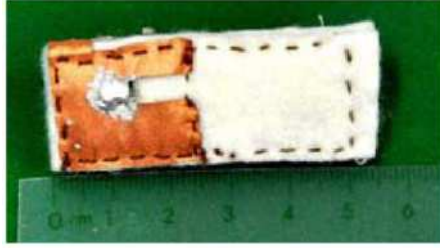


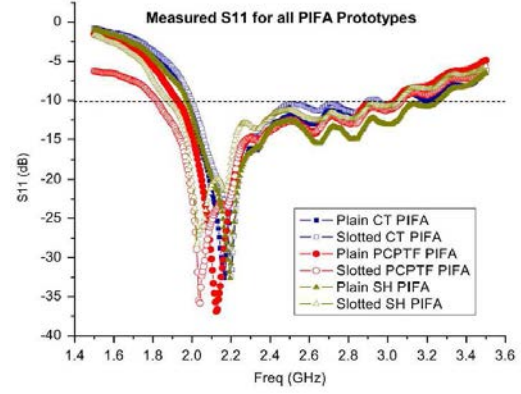
FIGURE 1.12 – Distribution du champ électrique sous un patch [35].

L'antenne PIFA présente l'avantage d'avoir une bande passante plus importante qu'un patch et une taille plus faible. De plus, comme le patch, une antenne PIFA sera moins sensible à la présence du corps humain grâce à son plan de masse.

Les entailles dans les PIFA sont également une des techniques de miniaturisation des PIFA. Les auteurs de [36] proposent une PIFA avec un substrat en feutrine de 6 mm d'épaisseur ($\epsilon_r = 1.43$ et $\tan \delta = 0.025$ à 2.4 GHz). L'antenne est conçue pour le WBAN (2.5GHz). En prenant l'exemple de l'antenne *Slotted PIFA - PCPTF (Pure Copper Polyester Taffera Fabric)* qui fait 50×19 mm², on obtient une bande passante mesurée en espace libre de 1260 MHz, visible Figure 1.13. Mesurée à diverses positions sur un humain, avec 10 mm de feutrine entre le plan masse et la veste de l'individu, l'antenne maintient une bande passante comprise entre 970 et 1460 MHz, selon sa position sur le corps.



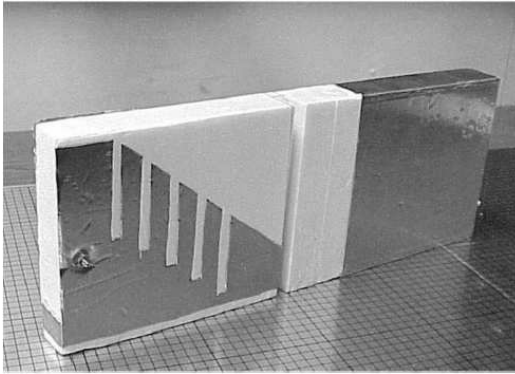
(a) Antenne PIFA



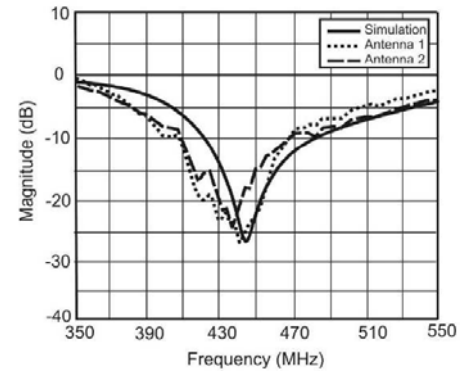
(b) Coefficient de réflexion mesurés

 FIGURE 1.13 – Antenne PIFA modèle *Slotted PIFA PCPTF* [36].

La PIFA proposée dans [37] et illustrée Figure 1.14 résonne à 430 MHz pour une bande passante de 13.5%. Le substrat est de la mousse de permittivité 1.06. Ses dimensions sont de $19 \times 92 \times 240 \text{ mm}^3$, soit $0.03\lambda_0 \times 0.13\lambda_0 \times 0.34\lambda_0$. La longueur de la PIFA ne fait que 110 mm soit $0.15\lambda_0$. La miniaturisation est obtenue en créant une capacité à l'extrémité ouverte de la PIFA.



(a) Antenne

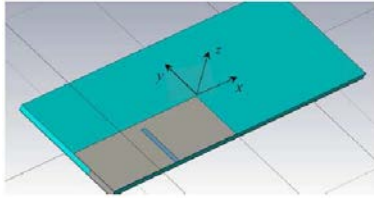


(b) Coefficient de réflexion simulé et mesuré

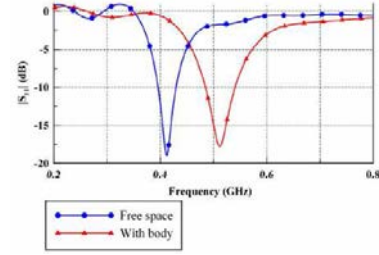
FIGURE 1.14 – Antenne PIFA avec un substrat en mousse [37]

Dans le même esprit, l'article [38] propose une PIFA qui résonne à 400 MHz dans l'espace libre. Elle est schématisée Figure 1.15. Le plan de masse mesure $80 \times 250 \text{ mm}^2$ et la PIFA $35 \times 120 \text{ mm}^2$. Son substrat, un tissu type polaire, a une épaisseur de 4 mm. Deux fentes sont créées dans les parties métalliques : une dans le plan de masse et une sur l'élément rayonnant. Les fentes ont pour but d'allonger la longueur électrique de l'antenne.

Afin de encore réduire l'encombrement des antennes, il peut être envisagé l'utilisation de IFA imprimée. LANGLEY *et al.* propose une antenne textile plane basée sur le principe de la PIFA. Sa fréquence de résonance est 2.4 GHz avec une bande passante de 8%. Le textile utilisé est de la feutrine de permittivité de 1.38. L'antenne, compacte, est d'une conception très simple comme le montre la Figure 1.16.



(a) Antenne



(b) Coefficient de réflexion simulés

FIGURE 1.15 – Antenne PIFA avec un substrat en tissu polaire [38].

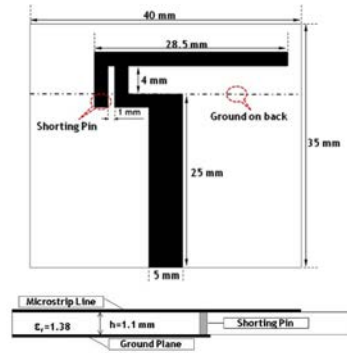


FIGURE 1.16 – Dimensions de l'antenne IFA imprimée [39]

1.3.3 Antenne sans plan de masse

1.3.3.1 Antenne monopole

Premièrement, intéressons-nous aux monopoles quart-d'onde imprimés alimentés par une ligne micro-ruban comme celui présenté Figure 1.17. Fondamentalement, c'est la version plane du quart d'onde fixé perpendiculairement à un plan réflecteur. Le monopole est constitué d'une ligne d'alimentation 50Ω , prolongée par une ligne quart d'onde qui constitue la partie rayonnante.

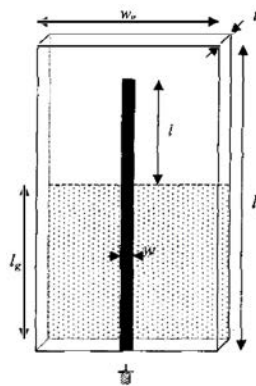


FIGURE 1.17 – Monopole simple [40].

Les performances de l'antenne sont principalement liées aux dimensions du plan de masse de la ligne microruban, qui agit comme le plan réflecteur de la version filaire. La largeur et la hauteur du plan de masse influent de façon non négligeable sur la qualité du coefficient

de réflexion et sur le gain. Un plan de masse large permet d'augmenter la bande passante et le gain. De plus, même si sa hauteur est élevée, il peut y avoir une dégradation de la bande passante due à des modes résonants dans le plan de masse. De ce fait, la hauteur doit être dimensionnée en fonction de la bande passante et de la fréquence de résonance souhaitées [40, 41]. Afin de compacter l'ensemble, la solution la plus simple est de réaliser des méandres avec la partie antennaire. Ces replis ne sont pas sans incidence sur l'adaptation. Deux aspects néfastes sont à prendre en compte [42, 43]. Le premier, est l'ajout d'une inductance série équivalente à chaque méandre, comme illustré Figure 1.18(a). Celles-ci modifient l'impédance d'entrée de l'antenne pouvant alors provoquer sa désadaptation. Ensuite, dans les régions où les méandres sont proches, les courants orientés en direction opposée tendent à s'annuler entraînant une réduction de la longueur électrique de l'antenne. Par exemple, le dipôle D2 de la Figure 1.18(b) a une fréquence de résonance plus basse que le dipôle D2M, pourtant de même longueur. La manière dont est conçue l'antenne ne peut pas être le fruit du hasard, mais doit être réfléchi de façon à minimiser ces impacts défavorables.

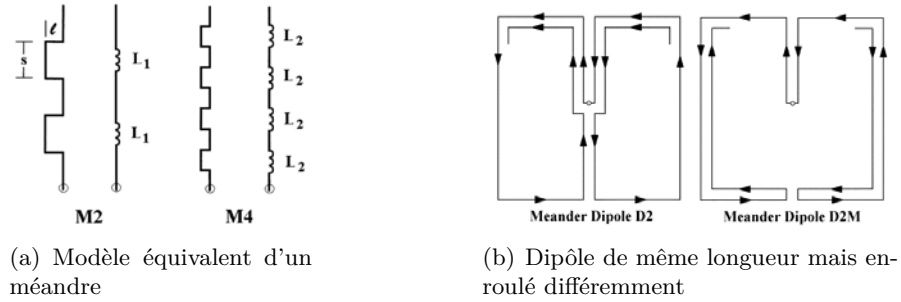


FIGURE 1.18 – Illustration des méandres et de l'enroulement [42].

L'antenne présentée dans [44] est un monopole méandré double bande illustré Figure 1.19. De dimensions globales $174 \times 48 \times 1.6 \text{ mm}^3$ sur du FR4 ($\epsilon_r = 4.4$), sa bande passante est comprise entre 450 MHz et 850 MHz. L'antenne reprend dans sa conception toutes les contraintes énumérées précédemment. Ce sont les deux manchettes, de part et d'autre du monopole, qui permettent d'élargir la bande passante. Les diagrammes de rayonnement sont très voisins d'un dipôle classique. Son allure compacte lui procure tout de même des gains estimés supérieurs à 1 dBi.

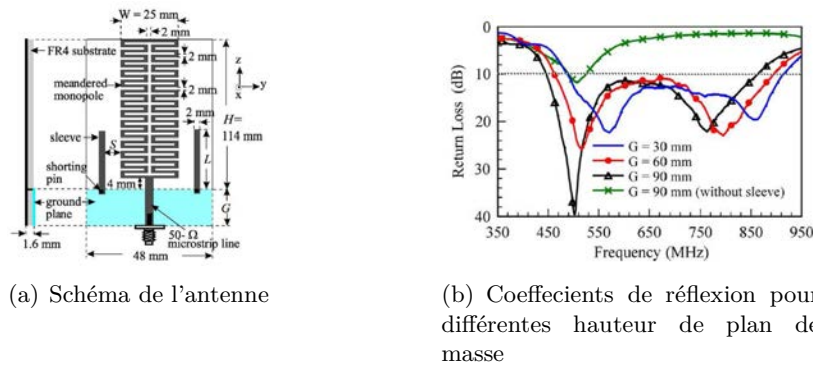


FIGURE 1.19 – Antenne monopole à méandre [44].

Dans la catégorie antenne "*wearable*" monopole, souple et textile, la littérature propose surtout de nombreuses configurations pour couvrir les bandes 2.5 GHz - 5.5 GHz (WBAN) [45]. En revanche pour des fréquences plus basses, il y a beaucoup moins de publications. En

général dans les fréquences inférieures à 1 GHz, une grande partie des monopoles décrits dans la littérature servent à la réception de la télévision numérique (DVB-T). On peut citer les publications [46] et [47] qui décrivent des antennes sur feutrine couvrant respectivement les bandes [0.4 – 3.5 GHz] et [400 – 800 MHz]. Autre exemple dans la même veine, un monopole réalisé sur une chemise couvrant la bande 400 - 800 MHz [48].

L'article [49] propose un monopole "*wearable*" utilisant un substrat en néoprène de 1.5 mm d'épaisseur et de permittivité 5.2, qui lui confère une souplesse. Il couvre les bandes GSM 900 MHz et UMTS/WLAN (1900 - 2500 MHz). Les dimensions de l'antenne sont $75 \times 40 \text{ mm}^2$. Elle est schématisée Figure 1.20. Deux fentes ont été ajoutées afin d'allonger la longueur électrique de l'antenne pour permettre la création d'une fréquence de résonance à 900 MHz. De plus, deux ailettes de part et d'autre du plan de masse améliorent l'adaptation à la fréquence basse.

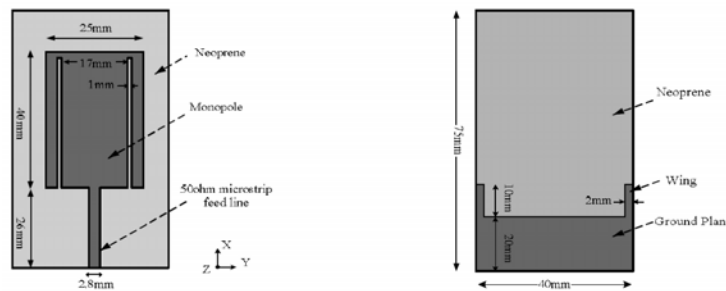


FIGURE 1.20 – Monopole pour les bandes GSM 900 et UMTS/WLAN [49].

Rendre une antenne petite rend son impédance d'entrée capacitive. Il faut alors mettre en place des adaptations d'impédance afin d'obtenir une bande passante convenable tout en bénéficiant d'une antenne à faible encombrement. Les auteurs de [50] ont conçu un monopole de petite taille sur du FR4 de 1 mm d'épaisseur. De manière à compenser la partie capacitive de l'antenne, ils ont ajouté une ligne inductive au sommet de l'antenne comme exposé Figure 1.21. Le monopole possède une bande passante de 1.25 GHz entre 2 et 3 GHz présentée Figure 1.22). Avec une efficacité proche de 1, le gain maximal de l'antenne est de 2.9 dBi à 2.7 GHz.

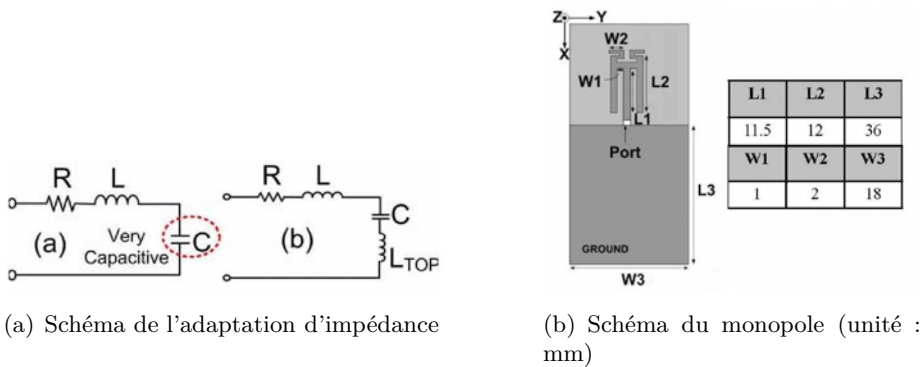


FIGURE 1.21 – Monopole avec adaptation d'impédance [50].

Le monopole présenté par E. ELEFThERIADES *et al.* dans [51] utilise une adaptation nommée SERCA-TL (*serie reactance-canceling transmission-line*) afin d'abaisser la bande passante. Ainsi, l'antenne réalisée, dont la fréquence de résonance basse est naturellement à

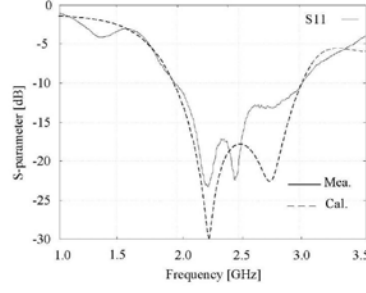
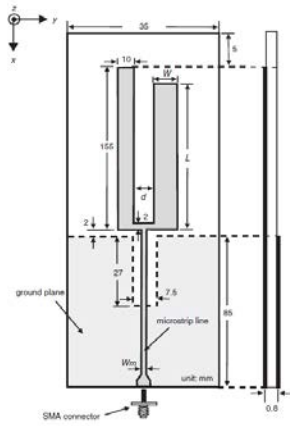


FIGURE 1.22 – Coefficient de réflexion du monopole [50].

4.43 GHz est de 2.1 GHz une fois l'adaptation mise en œuvre. Au final, l'antenne de dimensions $20 \times 50.3 \times 1.59 \text{ mm}^3$ sur du FR4 propose une bande passante comprise en 2.1 et 4.31 GHz, soit 2.21 GHz.

Un exemple d'antenne plus compacte avec une bande passante qui s'étend de 450 à 910 MHz, est le monopole à deux brins décrit dans [52] et illustré Figure 1.23. L'encoche dans le plan de masse sert à obtenir une meilleure adaptation.



(a) Dimensions de l'antenne

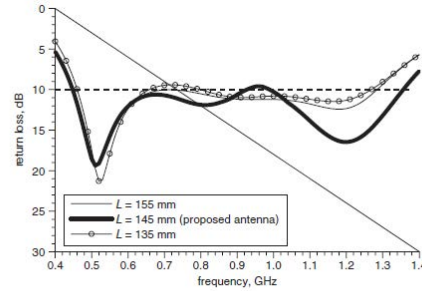

 Fig. 3 Measured return loss against frequency for different length of fork-like monopole antenna
 $W = 13 \text{ mm}$, $d = 8 \text{ mm}$, $W_m = 1.1 \text{ mm}$

FIGURE 1.23 – Antenne monopole large bande [52].

Le monopole décrit dans [53] est de petite taille, $30 \times 20 \times 0.4 \text{ mm}^3$ sur du FR4 ($\epsilon_r = 4.4$). Pour atteindre une bande passante allant de 470 à 860 MHz, l'antenne est conçue avec sept brins résonants enroulés en spirale.

Ce sont les antennes DVB-T destinées à être incluses dans des dongles USB, téléphones portables ou tablettes qui sont les plus compactes. Dans la publication [54], le monopôle intégré dans un dongle couvre la bande 450 - 1140 MHz avec un encombrement de $60 \times 20 \times 0.6 \text{ mm}^3$. Il est imprimé sur du FR4. Afin de satisfaire la taille requise, les concepteurs ont utilisé des méandres et différents chemins de courant pour créer plusieurs résonances. Dans l'article [55] l'antenne est vouée à être accueillie dans le clapet d'un téléphone portable. L'antenne ne peut pas être dissociée de la partie basse du téléphone et ne fonctionne que lorsque le clapet est ouvert. Les dimensions de l'antenne sont décrites en Figure 1.24. La bande passante atteinte est comprise entre 470 et 700 MHz.

Nous pouvons également citer le cas des monopoles alimentés par une ligne coplanaire ou

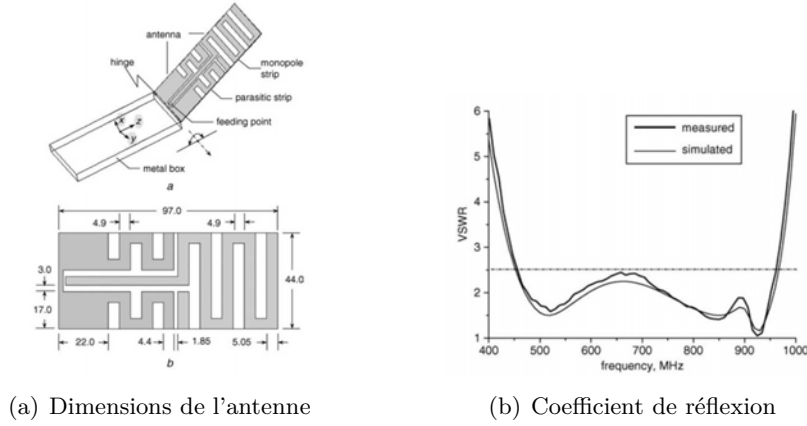


FIGURE 1.24 – Antenne monopole pour la réception de la DVB-T [55].

CPW. Dans ce cas ci, le plan réflecteur est constitué des deux masses de part et d'autre de la ligne. L'antenne décrite dans [56] reprend ce procédé avec un méandre serré pour la réception de la DVB-T. La bande passante est comprise entre 400 et 700 MHz. Cette dernière peut être ajustée en modifiant les dimensions du plan de masse. Le défaut majeur de cette antenne est son faible gain, surtout dans la partie basse de la bande passante.

Les auteurs de [57, 58] proposent un monopole elliptique avec une bande passante extrêmement large, inclus dans la catégorie SWB (*Super WideBand*). Elle débute à 0.5 GHz pour finir à 25 GHz. Malgré cette bande passante considérable, l'antenne possède des dimensions assez faibles : $124 \times 90 \text{ mm}^2$ ($0.21\lambda_0 \times 0.15\lambda_0$). Elle est réalisée sur un substrat d'une épaisseur de 1.254 mm et de permittivité 3.48. Une telle bande passante est entre autre assurée par une alimentation d'une ellipse, percée d'un disque, par trois accès répartissant les courants de façon uniforme. L'alimentation de l'antenne est faite par CPW avec une transition 50Ω vers 100Ω en bordure de l'ellipse. Elle est représentée Figure 1.25. Les mêmes auteurs, inspirés de leurs travaux précédents, réalisent une antenne avec les mêmes performances mais avec une surface réduite par deux en ne conservant que la moitié de l'ellipse [59].

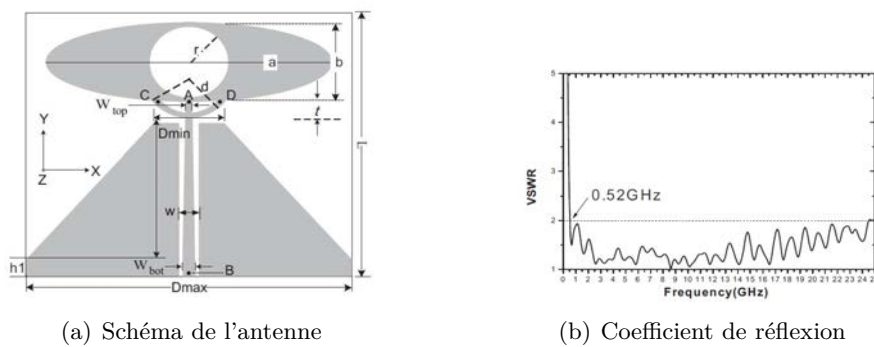


FIGURE 1.25 – Antenne monopole SWB [57].

L'antenne illustrée Figure 1.26 est une boucle court-circuitée alimentée par couplage par un petit monopole [60]. Elle résonne à 425 MHz. La dimension de la partie antenne est de $50 \times 25 \text{ mm}^2$, soit $\lambda_0/15 \times \lambda_0/37$. Le substrat employée est du Neltec NX9300 ($\epsilon_r = 3$). Dans sa globalité, il faut prendre en compte le plan de masse de $300 \times 300 \text{ mm}^2$. Etant donné que cette antenne est de petite taille sa bande passante est très faible et son gain peu élevé.

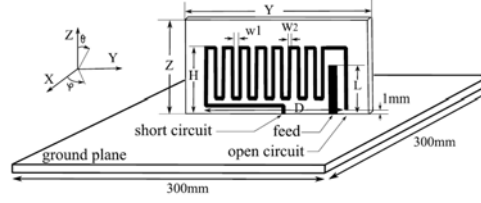


FIGURE 1.26 – Antenne boucle court-circuitée alimentée par couplage par un petit monopole, $Y = 50$ mm et $Z = 25$ mm [60].

1.3.3.2 Antenne dipôle replié

L'antenne dipôle repliée fut analysée par THIELE et EKELMAN [61] comme étant la décomposition de deux modes fondamentaux : le mode ligne de transmission et le mode antenne, schématisés Figure 1.27. Ce modèle s'applique aux antennes filaires mais est aussi valide pour les antennes micro-rubans. Un avantage de ce type de structure, c'est que l'on peut évaluer l'impédance d'entrée du dipôle replié afin de le dimensionner de manière à obtenir la fréquence de résonance souhaitée. L'impédance d'entrée du dipôle replié s'écrit

$$Z = \frac{4Z_T Z_D}{Z_T + 2Z_D} \quad (1.10)$$

avec Z_T l'impédance d'entrée du mode ligne de transmission et Z_D l'impédance d'entrée du dipôle de longueur L .

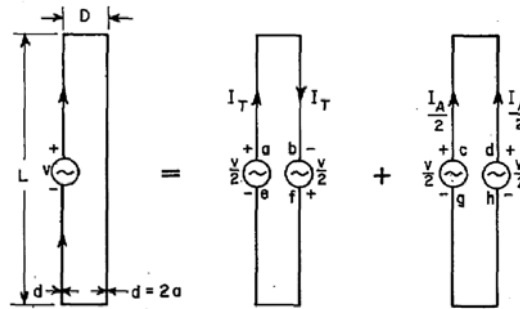
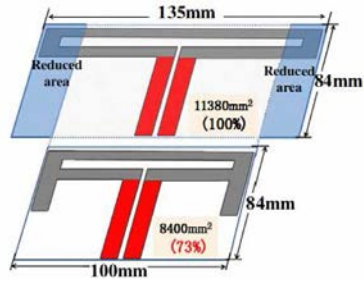


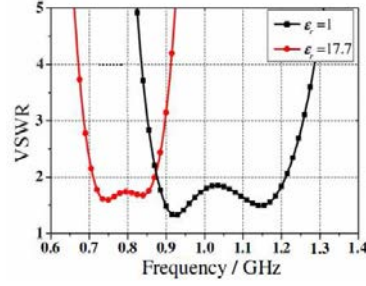
FIGURE 1.27 – Décomposition du dipôle replié dans le mode ligne de transmission et le mode antenne [61].

Les auteurs de [62] proposent une nouvelle méthode pour calculer avec précision l'impédance d'entrée pour les structures micro-rubans, même dissymétriques. En se fixant quelques paramètres (longueur du dipôle, fréquence de résonance...), on peut, grâce aux formules analytiques, remonter à la largeur des lignes micro-rubans, leur espacement...

Un autre atout de cette topologie est sa bande passante beaucoup plus large par rapport à celle du dipôle ordinaire [63]. C'est la propriété exploitée dans [64] où est réalisée une antenne, visible Figure 1.28, d'un encombrement réduit de 30% avec une bande passante d'environ 32% [875 – 1210 MHz], le dipôle est conçu sur un substrat de permittivité 1. On peut aussi citer [63] où est présenté un dipôle plusieurs fois replié sur un textile en coton.



(a) Schémas des antennes



(b) ROS de l'antenne réduite pour deux valeurs de permittivité du substrat

FIGURE 1.28 – Antenne dipôle replié [64].

1.3.4 Divers

1.3.4.1 Antenne fente

Une antenne fente est une entaille dans le plan de masse d'une ligne microruban. Grâce au principe de Babinet, l'antenne fente est le dual du dipôle. Pour un plan de masse théoriquement infini, la fréquence de résonance est obtenue pour $\lambda_g/2$. Toujours avec cette même condition et avec une alimentation au centre de la fente, les propriétés de rayonnement sont identiques à celles du dipôle à part que l'orientation des champs \mathbf{E} et \mathbf{H} est interchangée. L'impédance d'une fente est équivalente à l'Equation (1.11) suivante :

$$Z_s = \frac{\eta_0^2}{4Z_d} \quad (1.11)$$

où Z_s est l'impédance de la fente, Z_d l'impédance du dipôle équivalent et η_0 l'impédance du vide. Ce type d'antennes est souvent employé dans les terminaux de petite taille car elles sont facilement intégrables dans un PCB. De plus, le plan de masse limite l'influence de la ligne microruban sur le rayonnement.

La première technique de miniaturisation que nous allons passer en revue est issue des travaux de R. AZADEGAN et K. SARABANDI [65]. Les auteurs expliquent comment concevoir une antenne fente miniature dont les dimensions peuvent être choisies arbitrairement par rapport à la longueur d'onde. La longueur de la fente dépendra de l'application et n'aura pas d'influence sur l'adaptation. Pour réduire la longueur de la fente, il faut trouver une parade pour forcer un courant nul à chacune de ses extrémités. Pour cela, il faut créer une discontinuité de tension pour ramener une tension nulle à l'extrémité de la fente. Cela est effectué en utilisant une inductance série à chacune de ses extrémités (Figure 1.29). En RF, une fente spirale en court-circuit correspond à une inductance équivalente. La philosophie de cette technique est de charger une fente par deux spirales, donc deux inductances. L'exemple proposé est conçu pour avoir une fréquence de résonance de 300 MHz avec une longueur de la fente de 55 mm ($0.05\lambda_0$). Chaque paramètre est déterminé de façon analytique puis ajusté sur simulateur. Deux spirales enroulées en sens opposé sont créées afin que les courants dans ces dernières s'annulent et limitent leur rayonnement en champ proche. Enfin, les auteurs proposent un modèle équivalent de l'antenne pour corriger les erreurs de dimensionnement. Les résultats de simulation et de mesure sont présentés Figure 1.29 et 1.30. Cette technique exige l'utilisation d'un matériau avec peu de perte pour maintenir un gain acceptable. Notons également que la bande passante est très étroite. Elle est voisine de 1MHz (0.33%) en mesure

avec un substrat de $21 \times 18 \text{ cm}^2$ ($h = 0.787$, $\epsilon_r = 2.2$ et $tg\delta = 0.001$), ce qui agrandit considérablement l'antenne.

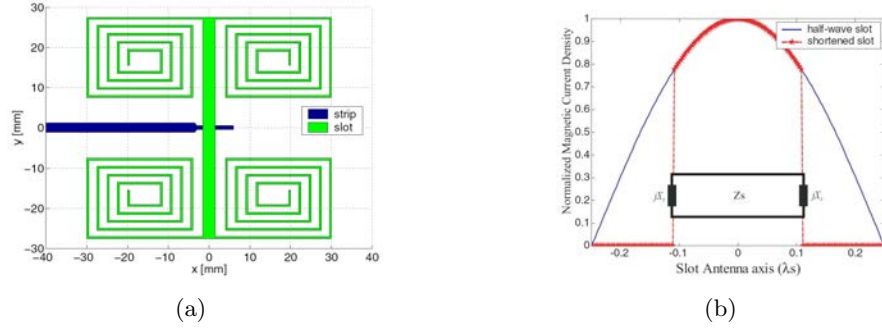


FIGURE 1.29 – Antenne fente miniature : (a) schéma de l'antenne (b) amplitude du courant dans une fente demi onde et chargée par deux inductances [65].

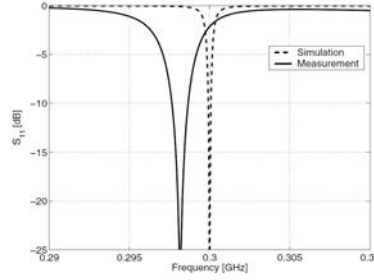


FIGURE 1.30 – Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne fente miniature [65].

Tout comme le monopole quart d'onde, une fente quart d'onde peut être conçue pour obtenir une réduction des dimensions par deux. Pour aller plus loin dans la miniaturisation, il est possible de charger l'extrémité ouverte de la fente par une capacité ce qui modifie son impédance d'entrée et permet donc de modifier la résonance de l'antenne, en l'occurrence dans le cas de l'utilisation d'une impédance capacitive la fréquence de résonance s'abaisse. Les auteurs de [66] présentent deux antennes fentes reconfigurables pour terminaux de réception DVB-T. Comme le montre la Figure 1.31, elles sont intégrées sur un substrat FR4 de 0.8 mm d'épaisseur et d'une surface de $103 \times 55 \text{ mm}^2$. Chaque antenne est accordable entre 470 MHz et 730 MHz. Dans [67] les auteurs proposent une antenne fente $\lambda/8$ en utilisant cette fois-ci

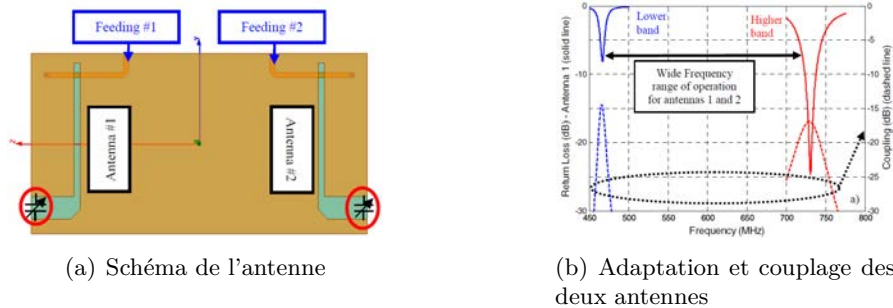
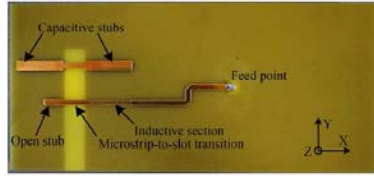


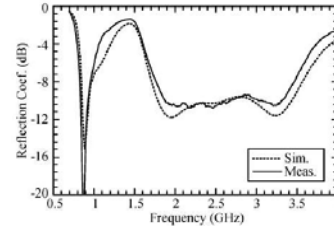
FIGURE 1.31 – Antennes fentes quart d'onde accordables par capacité variable [66].

des capacités localisées. Ils proposent également un circuit équivalent afin de dimensionner l'antenne et les valeurs de capacité.

Pour modifier l'impédance d'entrée d'une antenne fente il est aussi envisageable d'utiliser des stubs capacitifs comme le montre la photographie. Ces derniers agissent par couplage. C'est cette technique qui est employée dans [68] pour concevoir une antenne fente qui possède une bande, étroite, centrée sur 900 MHz. La longueur de la fente équivaut à $0.11\lambda_0$.



(a) Photographie de l'antenne



(b) Coefficients de réflexions simulés et mesurés

FIGURE 1.32 – Antenne fente quart d'onde avec stub capacitif [68].

1.3.4.2 Antenne fractale

Afin de contourner le problème des bandes passantes étroites des antennes de petite taille pour le bas de la bande UHF il peut être intéressant de s'orienter vers des structures d'antennes avec des formes fractales. On peut citer deux exemples d'antenne avec de large bande passante sans toutefois avoir des dimensions excessives. L'antenne présentée dans [69] est un monopole fractal basé sur les itérations de Minkowski. Ses dimensions sont de 500×330 mm². L'antenne utilise un substrat souple. La bande passante, centrée sur 160 MHz, est de 30% [135 - 185 MHz]. L'antenne décrite dans [70, 71] utilise la seconde itération de Koch. C'est un plan de masse perforé avec un flocon de Koch où un stub vient exciter la fente ainsi créée. La topologie est illustrée figure 1.33. Avec la configuration pour laquelle la fréquence basse de la bande passante est la plus faible, les dimensions du plan de masse sont de 47×57.5 mm² sur substrat d'une permittivité de 3.38. La bande passante à -10dB obtenue est comprise entre 1.4 et 4.3 GHz soit presque 3 GHz. La publication [72] propose une antenne de même inspiration que la précédente avec une forme fractale faite de carrés. Elle exhibe une large bande passante avec un gain constant de 4 dB.

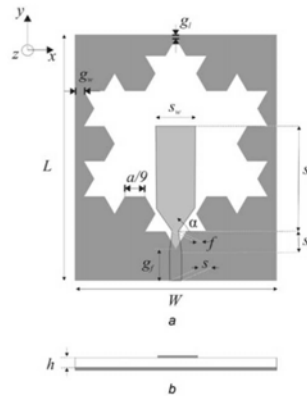


FIGURE 1.33 – Antenne fractale avec un flocon de Koch. (a) Vue de dessus. (b) Vue en coupe.

Plus pour un souci d'encombrement que pour des raisons de bande passante étroite, les auteurs de [73] ont réalisé un dipôle, qui résonne à 850 MHz, en utilisant les itérations de Koch. Ses dimensions sont réduites de 40% par rapport à un dipôle classique imprimé sur le même substrat.

1.4 Généralités sur les antennes « wearable »

1.4.1 Impact de l'environnement et du corps

La difficulté dans la conception d'une antenne devant être intégrée dans un vêtement, est de prendre en compte l'impact de l'environnement et du corps humain sur ses performances.

Premièrement, la déformation du substrat influe sur les niveaux d'adaptation, créée d'éventuels décalages de la bande passante et une variation des diagrammes de rayonnement. Ces problèmes sont mis en lumière grâce à des mesures sur une antenne textile dédiée aux communications *on/off-body* à 2.4 GHz [39].

Deuxièmement, une antenne utilisée dans des conditions de pluie ou en milieu maritime sera en contact avec l'humidité, le sel marin, les variations de température. Même si les matériaux utilisés pour la fabrication de l'antenne sont tout à fait adaptés à l'hostilité de ces environnements, les propriétés électriques et diélectriques de l'antenne seront modifiées. SALONEN *et al.* [74–76] ont étudié l'impact de tous ces éléments perturbants sur une antenne patch textile dédiée aux communications Iridium et GPS (1.5 - 1.6 GHz). Afin de s'immuniser au maximum des perturbations extérieures, l'antenne est incluse dans une enveloppe protectrice qui ajoute des difficultés lors de sa conception. Un schéma de cette antenne est présentée Figure 1.34.

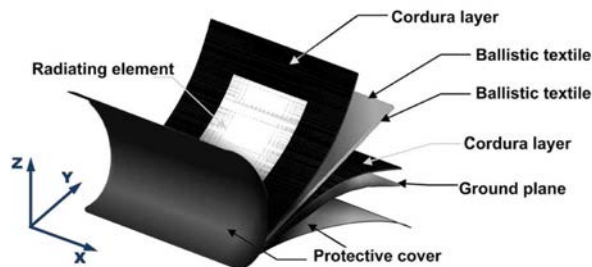


FIGURE 1.34 – Antenne Iridium/GPS pour environnement hostile [74].

Lorsqu'une antenne est placée près du corps ses caractéristiques sont affectées. En effet le corps humain peut être assimilé à un diélectrique de très forte permittivité avec beaucoup de pertes entraînant trois effets notoires. Le premier est un décalage de la fréquence de résonance vers des fréquences plus faibles. Le second est une chute de l'efficacité de l'antenne et le dernier est une modification de l'impédance d'entrée entraînant une modification de sa bande passante.

1.4.2 Antenne « wearable »

1.4.2.1 Les origines

La notion d'antenne « *wearable* » fait son apparition au début des années 2000 avec la démocratisation des WLAN. La première publication d'une antenne intégrée dans un vêtement date de 1999 et est attribuée à P. SALONEN. L'antenne proposée, qui n'est pas souple

ou déformable, est une PIFA classique positionnée au niveau du bras. Elle couvre la bande GSM [77]. En 2001, P.J. MASSEY, du Philips Research Laboratory, réalise un prototype d'antenne GSM déportée sur l'utilisateur [78, 79]. A l'époque, l'efficacité des antennes des téléphones portables était affectée par la proximité du corps et de la tête en particulier. L'idée était de réaliser une antenne avec un plan de masse important afin de minimiser l'influence d'un corps absorbant. Cette antenne, un patch classique, est réalisée sur un harnais fait de nylon où les parties conductrices sont une fine couche de cuivre déposée sur le textile. Le substrat du patch est une mousse de 12.5 mm d'épaisseur. En 2001 également, on peut citer ce premier exemple d'antenne ultra fine, une PIFA planaire, destinée à être insérée dans un vêtement pour des communications Bluetooth et UMTS, réalisée sur un substrat flexible [80], fruit du travail de SALONEN. La première antenne véritablement intégrée dans un vêtement et faite de tissus commerciaux est à nouveau attribuée à SALONEN en 2003. L'antenne est un patch couvrant la bande WLAN 2.45 GHz. Le substrat utilisé est un tissu polaire. Pour réaliser les parties conductrices, des fils de cuivre sont tissés dans le tissu [81]. L'antenne couvre la bande WLAN car l'idée était déjà d'utiliser ces antennes pour communiquer avec les nouvelles technologies qui émergeaient. Ce constat était aussi fait par P. HALL, très actif dans le domaine des communications *on/off body*, dans [82].

1.4.2.2 Principales utilisations

Les antennes « *wearables* » seront en partie destinées à terme à une utilisation dans les vêtements intelligents. Ces derniers embarqueront différents capteurs et les informations qui en seront issues transiteront par les antennes. Nous pouvons citer quelques exemples. Tout d'abord, dans le domaine de la santé, les vêtements intelligents permettront de faire de la télé-médecine pour que les médecins puissent suivre les constantes d'un patient hors des services hospitaliers. Ces mêmes techniques pourront être utilisées dans le domaine sportif pour contrôler les performances des athlètes à distance et éventuellement éviter des problèmes graves comme une complication cardiaque non détectée lors de visites médicales préventives. Évidemment ces technologies sont très importantes pour le développement des futurs équipements militaires comme le système de l'Armée de Terre Française FELIN (Fantassin à Equipements et Liaisons INTégrés).

Actuellement un grand nombre de publications présente des antennes qui ont leur bande passante centrée sur la bande ISM 2.45 GHz [83], qui comprend entre autre le Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee... Ces antennes sont ou seront utilisées dans ce qu'on appelle le WBAN, *Wireless Body Area Network* [36, 39, 84–86]. Aussi, nous pouvons citer quelques recherches sur les antennes pour la réception de la télévision numérique [46, 47], pour la réception de signaux GPS [74] ou alors à des fréquences plus basses comme cette antenne dont la bande passante est centrée sur 400 MHz [38]. A notre connaissance il existe très peu ou pas d'antenne souple et « *wearable* » autour de 400 MHz.

Les techniques de conception d'antenne sur textiles restent similaires à celles utilisées pour les antennes traditionnelles. On retrouve des antennes patch [84, 85], des PIFA classiques [36] ou IFA imprimées [39], des monopoles [46, 47, 86].

1.4.3 Antenne souple

1.4.3.1 Antenne textile

Une majorité des antennes « *wearable* » décrites dans la littérature sont constituées de tissus commerciaux et communs tels que la feutrine, le denim, le polaire. . . [38, 39, 46, 47, 84, 86]. C'est avant tout dans le but d'intégrer directement les antennes dans les vêtements et aussi pour les rendre « *low-cost* ». En ce qui concerne les parties conductrices, beaucoup utilisent

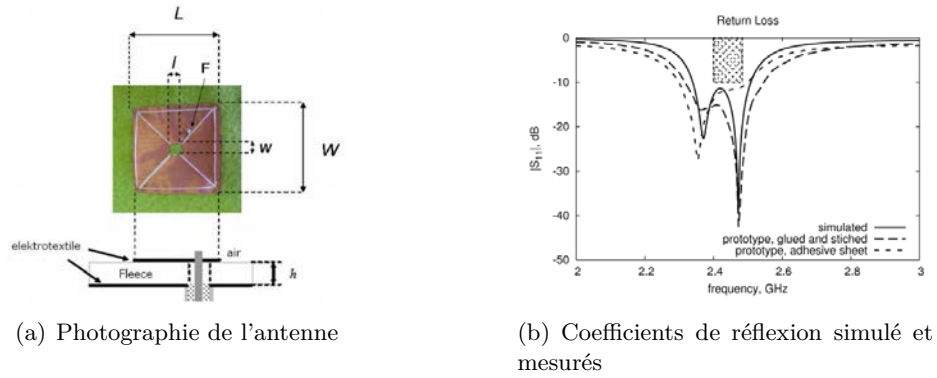


FIGURE 1.35 – Antenne patch sur textile polaire [83].

des électro-textiles comme le *ShielditTM Super* [87] qui présente l'avantage d'avoir une face thermo collante [36, 84, 85]. On peut nommer également le *FlecTron[®]* [83, 88], qui résiste mieux à la soudure [85], le *Zelt Conductive Fabric* ou encore le *Nora Conductive Textile*

1.4.3.2 Antenne sur substrat souple

L'utilisation de substrats souples pour la conception d'antenne fait l'objet de nombreuses recherches, ouvertes par SALONEN [80], depuis une décennie. Divers types de substrat sont utilisés pour leur propriétés de déformation. De plus, contrairement aux textiles, les substrats souples sont moins, voire pas du tout, sensibles à l'environnement (humidité, température ...) au niveau de leur propriétés diélectriques.

Pour un premier exemple, on peut citer ce monopole destiné à des applications RFID à 2.45 GHz et 5.8 GHz fabriqué sur une feuille de 0.45 mm de polypropylène [89]. On peut également mentionner l'utilisation de polyetherimide (PEI), de polyimide ou de polyéthylène (PET).

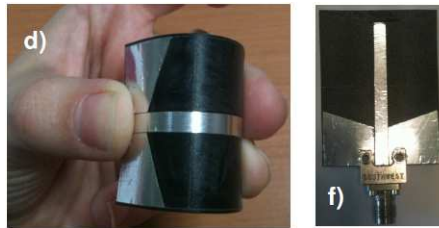


FIGURE 1.36 – Monopole sur une feuille de polypropylène [89].

Un autre substrat utilisé pour la réalisation d'antenne souple est le PDMS. Il appartient à la famille des silicones. C'est un polymère présentant des propriétés physico-chimiques particulières : une bonne tenue thermique (jusqu'à 250 ° C), une grande flexibilité, une permittivité relative de 2.7 [90], un comportement chimique inerte et une facilité de fabrication. Il se présente sous la forme d'un liquide visqueux et transparent dans le visible. Aussi, comme il est liquide lors de sa synthèse, il peut être facilement moulé. Néanmoins, on peut lui trouver un défaut de taille : il est très difficile de métalliser sa surface. Pour contourner ce problème, les auteurs de [91] ont eu l'idée de réaliser un patch en l'encapsulant dans le PDMS. La partie conductrice est un maillage fin de fils de cuivre ce qui lui permet de s'intégrer aisément dans le PDMS liquide.

Dans une étude menée à l'IETR [90] il a été comparé deux patches, un sur feutrine l'autre sur PDMS ($\epsilon_r = 2.7$). Les dimensions respectives de chacun ont été ajustées pour atteindre une fréquence de résonance de 2.5 GHz. La permittivité du PDMS permet de réduire de 50% la surface du patch par rapport à celui sur feutrine tout en conservant une souplesse de l'antenne. Les photographies des antennes sont présentées Figure 1.37

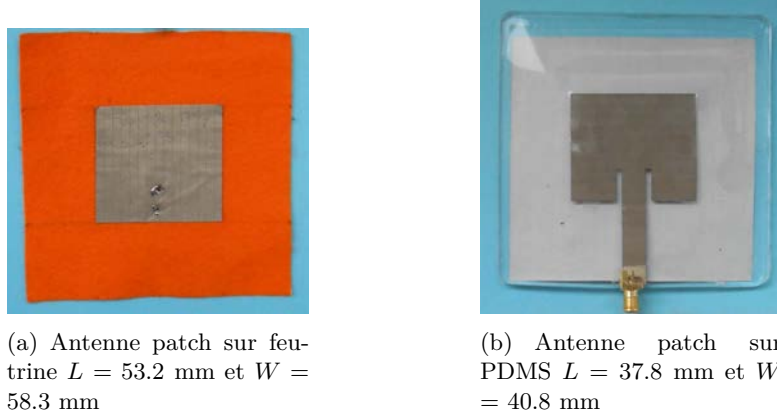


FIGURE 1.37 – Apport du PDMS sur la miniaturisation [90].

1.4.3.3 Antenne sur papier

Pour satisfaire la demande d'antenne de très faible poids et de coût très réduit, certaines recherches s'orientent vers l'impression d'antenne sur papier étant donné c'est un substrat très bon marché. Aussi, dans le cas où les antennes seraient destinées à une courte vie, comme un tag RFID sur un colis, elles sont facilement bio-dégradables. Enfin, elles sont aisément déformables. C'est en 2007 qu'apparaît dans la littérature les antennes sur papier [92], pour la réalisation de tag RFID. Plusieurs techniques existent pour le dépôt de l'encre conductrice, constituée de particules d'argents.

Une première technique consiste à des dépôts de micro gouttelettes d'encre conductrice à l'aide d'une imprimante à jet d'encre. Avec cette technique B.S. COOK et A. SHAMINM réalise deux antennes efficaces sur papier [93]. La première est une antenne Vivaldi antipodale de 80×95 mm² couvrant la bande 2.5 - 10 GHz. La seconde est une antenne log-périodique novatrice avec une bande passante centrée sur 525 MHz (Figure 1.38).

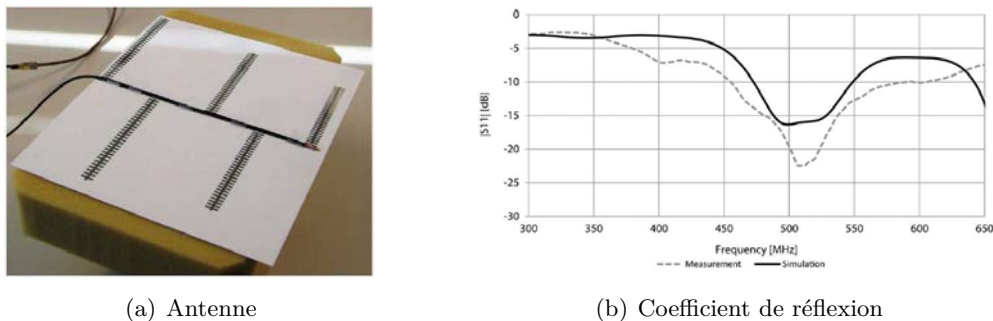
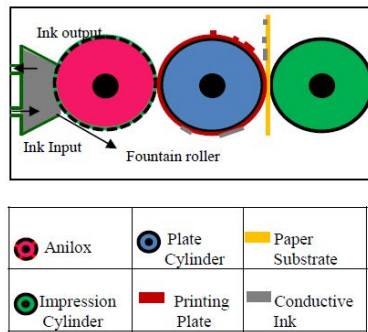


FIGURE 1.38 – Antenne log périodique sur papier [93].

Une seconde technique, appelée *flexographie*, est voisine de l'imprimerie traditionnelle. Le schéma Figure 1.39(a) résume la technique d'impression. Cette technique est utilisée dans [94]

pour réaliser un monopole dont la fréquence de résonance est centrée sur 2.5 GHz. Ce procédé est utilisé à grande échelle pour imprimer du papier peint pour filtrer le spectre Wi-Fi.



(a) schéma de principe de la flexographie



(b) Une antenne réalisée par flexographie

FIGURE 1.39 – Impression d'antenne par flexographie [94].

1.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons rappelé des généralités sur les antennes en bande UHF et sur les antennes « *wearable* ».

Pour la réalisation du projet STAT, nécessitant une antenne souple large bande UHF, des antennes spirales, Vivaldi et log-périodiques sont présentées. Elles semblent de bonnes candidates pour une transposition sur un substrat souple. La sélection de l'antenne finale sera abordée dans le chapitre 4 en fonction des contraintes du projet.

Avant de dresser une liste d'antenne potentiellement utilisable pour le projet ARGOS nous avons vu que la limite de Chu était une contrainte qui nous bloquait dans la réduction de l'antenne. En effet, si nous réduisions trop fortement l'antenne, la bande passante devient trop étroite ce qui nous expose à des risques de décalage de la bande passante qui est centrée sur 401 MHz. La déformation de l'antenne, une légère variation de la permittivité peuvent être à l'origine d'un décalage de cette bande passante étroite et entraîner l'absence d'adaptation de l'antenne autour de 401 MHz. Pour cette raison nous proposons des méthodes de réduction de taille d'antenne peu complexes afin de ne pas rentrer dans le domaine des AEP.

Dans les solutions proposées nous écartons rapidement certaines topologies. Les antennes patch auraient des dimensions et une épaisseur trop grandes à 400 MHz même avec des entailles ou une forme papillon. Aussi, l'emploi d'un patch court-circuité avec une résistance de faible valeur entraîne une efficacité bien trop faible. Nous ne retenons pas les antennes monopoles, trop encombrantes et dès qu'il faut réaliser un dispositif d'adaptation, cette solution est peu compatible avec les antennes souples. Les dipôles repliés sont aussi exclus. Leur impédance d'entrée particulière ajoute une difficulté non négligeable. Enfin les antennes fractales, malgré leur large bande passante, ne sont pas conservées car elles ont des dimensions trop imposantes.

Nous sélectionnons trois topologies d'antenne. Nous envisageons une fente quart d'onde pour sa simplicité à réaliser. Nous choisissons aussi l'antenne PIFA, surtout celle avec une capacité au niveau de la fente rayonnante qui permet de créer une longueur électrique et ainsi raccourcir la longueur physique. Pour finir notre dernier choix se tourne vers une IFA imprimée. C'est également une antenne très simple à réaliser et d'épaisseur fine.

Les antennes sélectionnées sont dédiées à être portées près du corps. Elles sont classées

dans le domaine des antennes « *wearable* ». Ce sujet est un thème de recherche très actif depuis le début des années 2000. Cependant peu de recherches traitent de la conception d'antenne « *wearable* » à 400 MHz. La suite de notre projet est alors originale.

Pour concevoir des antennes « *wearable* » il faut bien souvent utiliser des substrats qui ne sont pas destinés aux dispositifs hyper-fréquences. Pour les antennes intégrées aux vêtements c'est directement le textile qui est utilisé. Toutefois d'autres matériaux souples, comme le PDMS, sont employés pour leur résistance. La sélection d'un substrat souple convenable est primordiale pour garantir des performances correctes de l'antenne.

CHAPITRE 2

Matériaux et caractérisation

Sommaire

2.1	Introduction	29
2.2	Les matériaux retenus	30
2.2.1	Les substrats	30
2.2.2	La métallisation des substrats	30
2.3	Caractérisation de matériaux	31
2.3.1	Pourquoi mettre en œuvre une caractérisation de matériaux ?	31
2.3.2	Caractérisations à l'aide d'un stub résonant	32
2.3.3	Caractérisations à l'aide de deux lignes micro-rubans	34
2.3.3.1	Principe	34
2.3.3.2	Résultats de simulation	37
2.3.3.3	Validation des mesures à l'aide d'un substrat connu	39
2.3.3.4	Caractérisations de matériaux inconnus	40
2.3.4	Caractérisation à l'aide d'une antenne patch	42
2.4	Conclusion	43

2.1 Introduction

La conception d'antennes souples passe avant tout par la sélection de matériaux flexibles. Il en existe divers types décrits dans la littérature comme par exemple le polypropylène [89], le PDMS [90] voire même le papier. Aussi, de nombreuses recherches sur les antennes souples, se faisant dans le cadre de l'intégration d'antennes dans les vêtements [95], utilisent les textiles communs.

Au cours de ce chapitre nous allons sélectionner divers matériaux issus du commerce ou fabriqués à l'IETR pour concevoir nos antennes. Une première sélection permet de choisir les substrats et une seconde les matériaux conducteurs susceptibles d'être associées à ces substrats afin de les métalliser pour concevoir les parties rayonnantes de l'antenne. Evidemment les matériaux servant de substrat devront être caractérisés afin de déterminer leurs propriétés diélectriques. Pour effectuer cette tâche nous mettons en place quelques méthodes simples de caractérisation. Finalement nous sélectionnons les matériaux les plus propices à la poursuite de nos travaux.

2.2 Les matériaux retenus

2.2.1 Les substrats

La littérature propose différents types de substrats flexibles envisageables pour la réalisation d'antennes souples. Cependant nous avons souhaité proposer durant cette thèse l'utilisation de nouveaux substrats, peu coûteux et non prédestinés à la conception de dispositifs hyper-fréquences.

En premier lieu nous envisageons d'utiliser la feutrine comme substrat pour les antennes. Ce matériau a été caractérisé entre 2 GHz et 8 GHz puis utilisé comme substrat durant la thèse de MANTASH [95]. Ce matériau étant fragile il nous faut penser à d'autres solutions. C'est pourquoi nous songeons à l'utilisation de feuilles de caoutchouc silicone commercialisées par RadioSpares (RS), disponibles en plusieurs épaisseurs (1.5 mm, 3 mm et 6 mm) et surfaces ($600 \times 600 \text{ mm}^2$, $1000 \times 600 \text{ mm}^2$ et $1200 \times 600 \text{ mm}^2$), avec deux densités différentes : 1.25 g.cm^{-3} et 0.25 g.cm^{-3} . On notera RS1 le matériau de densité 1.25 g.cm^{-3} et RS2, celui de densité 0.25 g.cm^{-3} . Par ailleurs, pour contourner le problème des pertes du PDMS, nous avons travaillé en collaboration avec l'Equipe Matériaux Fonctionnels de l'IETR, à l'élaboration de nouveaux matériaux. Ces matériaux sont réalisés à base de polymères de type polysiloxanes (siloxanes polymérisés) dont on peut faire varier la concentration en siloxane pour modifier ses propriétés diélectriques (ϵ_r et $\tan \delta$), nous les nommerons PS. Ils appartiennent à la même famille que les PDMS, et sont donc hydrophobes. Une fois synthétisés, ces matériaux sont ensuite coulés dans des moules (comme le PDMS) et peuvent donc présenter des dimensions quelconques. Les caractéristiques dimensionnelles de ces matériaux sont résumées dans le tableau ci-dessous et des photographies d'échantillons sont présentées Figure 2.1

TABLEAU 2.1 – Caractéristiques dimensionnelles des matériaux retenus

Matériau	Fournisseur	Surface [mm^2]	Epaisseur [mm]
Feutrine	–	400×400	1 – 2 – 4
RS1	RadioSpares	600×600 – 1000×600 – 1200×600	1.5 – 3 – 6
RS2	RadioSpares	600×600 – 1000×600 – 1200×600	1.5 – 3 – 6
PS	IETR	quelconque	quelconque



(a) feutrine



(b) Caoutchouc silicone RS1



(c) Caoutchouc silicone RS2

FIGURE 2.1 – Photographies d'échantillons de matériaux retenus.

2.2.2 La métallisation des substrats

Utiliser des substrats exotiques pose le problème de la métallisation nécessaire à la réalisation de l'élément rayonnant et du plan de masse. Sur des matériaux tels que le caoutchouc silicone ou ceux à base de polysiloxanes il est difficile d'utiliser un adhésif pour coller un conducteur (ruban double face, colle...). Dans les travaux de LE GUEN (IETR) [90] sur le PDMS, il est proposé de découper le motif de l'antenne à partir d'une feuille de cuivre puis

de le lier au substrat PDMS en l'encapsulant avec une fine couche de PDMS. Nous nous inspirons de cette technique pour métalliser le matériau PS. Une fois le matériau coulé dans un moule nous déposons dessus le motif métallique de l'antenne, ce dernier restant lié au substrat après séchage. Une antenne monopole réalisée avec cette technique est présentée Figure 2.2. Cependant il n'est pas simple de métalliser à souhait les deux faces.

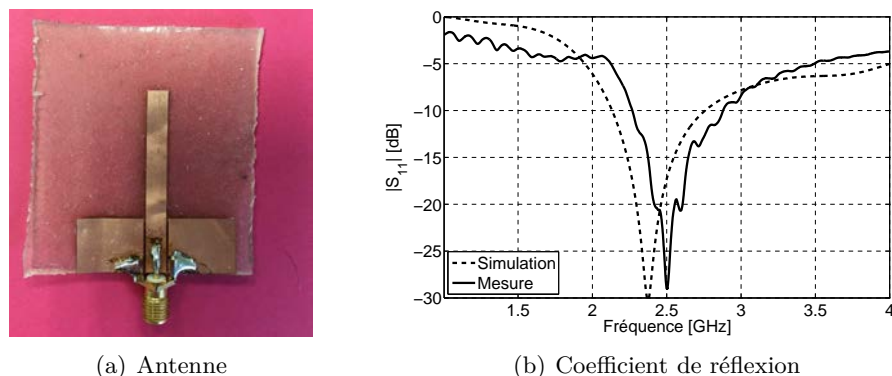


FIGURE 2.2 – Monopole sur matériau PS.

Aussi, de nombreux travaux sur les antennes textiles utilisent l'électro-textile *ShielditTM Super*. Une version de ce conducteur existe avec une face adhésive après une action à chaud et une autre où c'est un adhésif classique (type Scotch®) qui permet de coller l'électro-textile sur de nombreuses surfaces. Cette dernière version a l'avantage de rester solidaire du caoutchouc silicone ou du matériau PS. C'est suite à cette observation que nous préparons des substrats PS avec plan de masse intégré. Une feuille de cuivre est déposée dans le fond du moule puis le matériau PS est directement coulé dessus. Un résultat est illustré Figure 2.3.

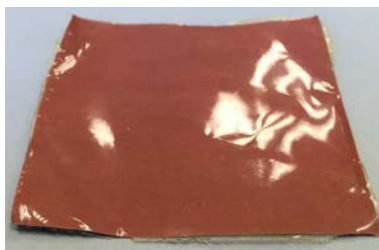


FIGURE 2.3 – Matériau PS avec plan de masse intégré.

Pour résumer nous envisageons trois méthodes simples et nécessitant peu d'outillage pour métalliser les substrats : les deux types d'électro-textile et la feuille de cuivre à lier avec les matériaux synthétisés à l'IETR.

2.3 Caractérisation de matériaux

2.3.1 Pourquoi mettre en œuvre une caractérisation de matériaux ?

Contrairement à la réalisation d'antennes sur des substrats dédiés à la RF, dont les caractéristiques sont connues et fournies par le fabricant, la réalisation d'antennes souples fait

souvent appel à des substrats peu voire pas du tout destinés à la RF. De ce fait, les caractéristiques diélectriques sont quasiment inconnues. Il est alors nécessaire de s'appliquer à déterminer le plus précisément possible la permittivité complexe du matériau utilisé. Cette connaissance permettra ensuite de remonter à la permittivité relative ϵ_r et aux pertes diélectriques $\tan \delta$. Ces deux grandeurs sont primordiales pour la conception d'antennes sur des substrats "exotiques".

Deux grandes familles de méthodes de caractérisation existent. Les méthodes résonantes [96, 97] qui permettent de déterminer les caractéristiques diélectriques à une seule fréquence et les méthodes non résonantes [98–102] qui permettent une détermination sur une bande de fréquence. Une multitude de méthodes de caractérisation sont décrites dans la littérature, chacune ayant ses avantages. Il serait donc prétentieux de dresser une liste exhaustive de techniques efficaces. C'est pour cette raison que nous détaillerons simplement les trois méthodes employées durant la thèse. Nous avons mis en œuvre deux méthodes résonantes, le stub résonant et la réalisation d'antenne simple, ainsi qu'une méthode non résonante qui emploie deux lignes micro-rubans.

2.3.2 Caractérisations à l'aide d'un stub résonant

La technique de caractérisation à l'aide d'un stub ouvert résonant utilise un résonateur quart d'onde, comme illustré Figure 2.4, et une ligne de même longueur que celle du T résonant pour la calibration de l'analyseur de réseau. Cette méthode est simple, économique, rapide à mettre en œuvre et s'adapte parfaitement aux substrats souples. De plus elle ne nécessite aucun équipement spécifique à part un analyseur de réseau.

La méthode [97] consiste premièrement à réaliser la calibration (*full 2-port*) de l'analyseur en utilisant la ligne sans stub pour le *thru*. Ensuite, nous faisons la mesure du coefficient de transmission S_{21} du T résonant. La détermination de la permittivité relative découle de cette mesure. Théoriquement il serait possible de déterminer la permittivité relative à l'aide de calculs analytiques mais il est plus précis d'utiliser un outil de modélisation EM. En effet, dans le calcul analytique il faudrait prendre en compte le débordement de champs et les discontinuités ainsi que l'effet de $\tan \delta$ qui est complexe à modéliser. Pour contourner ces difficultés, nous utilisons *CST Microwave Studio* pour modéliser le stub résonant. Nous faisons une étude paramétrique sur ϵ_r jusqu'à obtenir la même fréquence de résonance que celle obtenue en mesure. Puis, une nouvelle étude paramétrique sur $\tan \delta$ est menée pour obtenir le même facteur de qualité. L'évaluation de la tangente de perte peut également être déterminée par le calcul grâce aux égalités suivantes : $\tan \delta = 1/Q = \Delta_f/f_0$.

Cette méthode est utilisée pour déterminer les caractéristiques diélectriques de trois matériaux inconnus : le caoutchouc silicone RS1 et RS2 ainsi que le matériau PS.

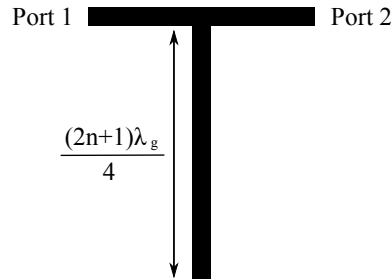
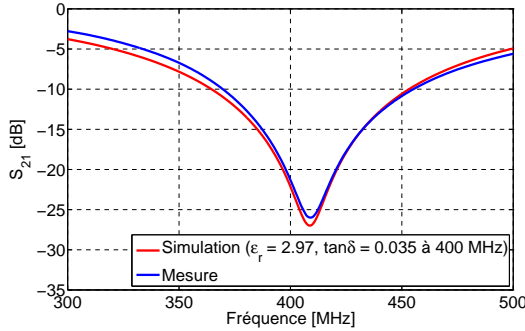
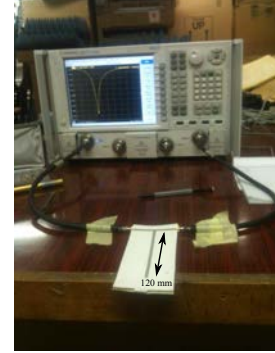


FIGURE 2.4 – Schéma d'un stub ouvert résonant quart d'onde.

Caoutchouc silicone RS1 Un stub résonant de 120 mm est mis en place sur le caoutchouc silicone RS1 de 1.5 mm d'épaisseur. La mesure du stub est illustrée Figure 2.5(b). La rétro-simulation du coefficient de réflexion, Figure 2.5(a), donne une permittivité relative de 2.97 et une tangente de perte de 0.035 à 400 MHz.



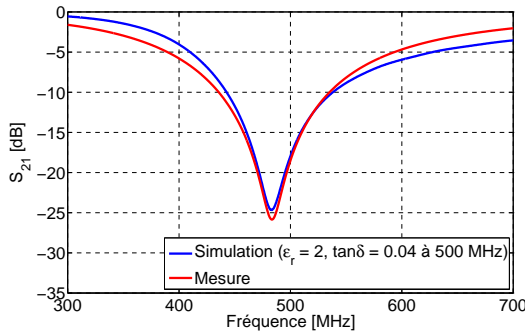
(a) Coefficients de transmission mesuré et simulé



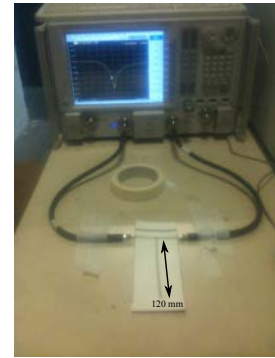
(b) Mesure du stub résonant

FIGURE 2.5 – Estimation des caractéristiques diélectriques du caoutchouc silicone RS1 autour de 400 MHz.

Caoutchouc silicone RS2 Le même stub de 120 mm est réalisé avec le caoutchouc silicone RS2. Nous pouvons le voir durant la mesure Figure 2.6(b). La rétro-simulation du coefficient de réflexion, Figure 2.6(a), donne une permittivité relative de 2 et une tangente de perte de 0.04 à 500 MHz. La permittivité relative du caoutchouc silicone RS2 mousse est plus faible que celle du silicone blanc car il y a des inclusions de bulles d'air dans le matériau.



(a) Coefficients de transmission mesuré et simulé



(b) Mesure du stub résonant

FIGURE 2.6 – Estimation des caractéristiques diélectriques du caoutchouc silicone RS2 autour de 500 MHz.

Matériau PS Un nouveau stub est réalisé sur un matériau PS de $10 \times 10 \text{ cm}^2$ et de 1 mm d'épaisseur. Un plan de masse en electro-textile thermocollant (plus souple que le cuivre) est placé au fond du moule avant de couler le polymère. Les autres parties conductrices sont réalisées avec l'électro-textile adhésif. La mesure de ce stub est illustrée Figure 2.7. La valeur déterminée, autour de 1 GHz, pour la permittivité relative est de 3.2 et celle pour la tangente de perte est de 0.15.

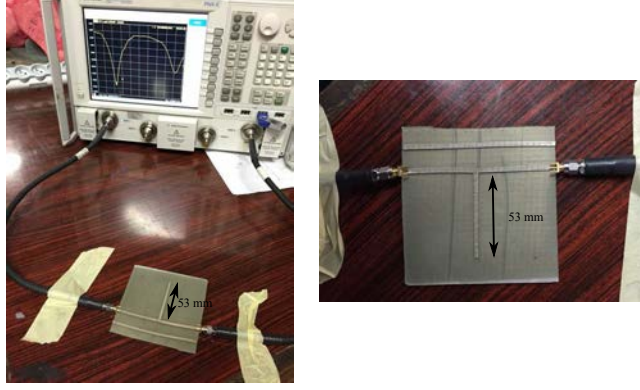


FIGURE 2.7 – Mesure du coefficient de transmission du stub sur le matériau PS.

Les pertes dans le matériau PS sont bien trop élevées pour qu'il puisse être destiné à la réalisation de dispositifs hyper-fréquences. Pour cette raison nous n'allons plus utiliser ce matériau lors des prochaines caractérisation. Aussi, nous faisons le choix d'abandonner le développement et l'utilisation du matériau PS suite à ces derniers constats.

2.3.3 Caractérisations à l'aide de deux lignes micro-rubans

2.3.3.1 Principe

La caractérisation à l'aide de ligne micro-rubans est une méthode non résonante. Une méthode voisine est expliquée dans [99] mais ne permet pas directement d'obtenir par le calcul la valeur de la permittivité relative.

La méthode de caractérisation présentée est basée sur les travaux de [103]. Elle est simple à mettre en œuvre et peu coûteuse. Elle ne nécessite que deux lignes micro-rubans de longueurs différentes, mais de même largeur, imprimées sur le substrat à caractériser. Les deux avantages majeurs de cette technique est qu'elle est large bande et que les lignes micro-rubans ne doivent pas nécessairement être dimensionnées à l'impédance caractéristique de 50Ω . Ce dernier point est non négligeable lorsque que l'on souhaite caractériser des substrats inconnus ou des matériaux qui ne sont pas *a priori* destinés à être utilisés en RF. Aussi, il n'est pas nécessaire de calibrer l'analyseur de réseau [104].

Les lignes illustrées Figure 2.8 sont exprimées sous la forme d'une matrice \mathbf{M} issue du produit de trois matrices : une matrice d'entrée \mathbf{X} incluant la transition du coaxial vers la ligne, une matrice \mathbf{T} propre à la ligne de transmission et une matrice \mathbf{Y} comprenant la transition de la ligne vers le coaxial. En utilisant cette notation et en faisant successivement une mesure en transmission et réflexion à l'analyseur de réseau sur la courte ligne puis sur la longue ligne, on pourra isoler une portion de la ligne de transmission, qui sera considérée comme parfaite.

Les résultats de mesure sont sauvegardés au format TOUCHSTONE, contenant la matrice \mathbf{S} complète (amplitude et phase) de chacune des deux lignes. Etant donné que nous avons modélisé les lignes micro-rubans sous forme de matrices de transfert \mathbf{M} , nous utiliserons les formules de passage (2.1) [98] pour transformer la matrice \mathbf{S} mesurée.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12}S_{21}-S_{11}S_{22}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

D'autres formules de passage différentes existent [105]. Aussi, la matrice de transfert d'une

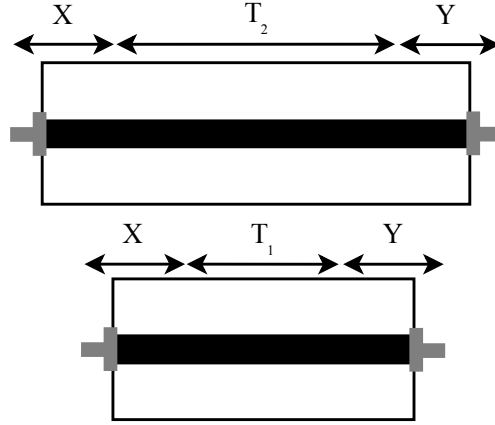


FIGURE 2.8 – Deux lignes micro-rubans possédant la même impédance caractéristique (même largeur).

ligne de transmission sans perte s'écrit :

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_c \sinh \gamma l \\ Z_c^{-1} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

où γ est la constante de propagation et l la longueur de la ligne.

La matrice \mathbf{M}_1 de courte ligne s'écrit :

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{X} \mathbf{T}_1 \mathbf{Y} \quad (2.3)$$

et la matrice \mathbf{M}_2 de la longue ligne s'écrit :

$$\mathbf{M}_2 = \mathbf{X} \mathbf{T}_2 \mathbf{Y} \quad (2.4)$$

Nous considérons que les transitions d'entrée sont identiques pour les deux lignes ainsi que celles de sortie. La méthode mise en œuvre cherche à trouver un lien entre γ , l_1 , l_2 et les données mesurées \mathbf{M}_1 et \mathbf{M}_2 , tout en supprimant les imperfections \mathbf{X} et \mathbf{Y} de l'équation.

Nous commençons par effectuer le produit de \mathbf{M}_1 avec l'inverse de \mathbf{M}_2 , ce qui nous donne :

$$\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2^{-1} = \mathbf{X} \mathbf{T}_1 \mathbf{Y} \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{T}_2^{-1} \mathbf{X}^{-1} = \mathbf{X} \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1} \mathbf{X}^{-1} \quad (2.5)$$

A condition que \mathbf{P} soit carrée et \mathbf{A} inversible nous avons :

$$\text{Tr}(\mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{P}^{-1}) = \text{Tr}(\mathbf{A}) \quad (2.6)$$

ce qui nous donne un lien entre $\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2^{-1}$ et $\mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1}$:

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{X} \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1} \mathbf{X}^{-1}) &= \text{Tr}(\mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1}) \\ \text{Tr}(\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2^{-1}) &= \text{Tr}(\mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

En utilisant (2.2), on pose :

$$\mathbf{T}_{i=1,2} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_i & Z_c \sinh \gamma l_i \\ Z_c^{-1} \sinh \gamma l_i & \cosh \gamma l_i \end{bmatrix}$$

puis on cherche à exprimer le produit $\mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1}$ en fonction de γ et l_i . Nous poursuivons en inversant la matrice \mathbf{T}_2 à condition que $\det \mathbf{T}_2 \neq 0$

$$\mathbf{T}_2^{-1} = \frac{1}{\det \mathbf{T}_2} (\text{com} \mathbf{A})^t$$

$$\det \mathbf{T}_2 = \cosh \gamma l_2 \cdot \cosh \gamma l_2 - Z_c \sinh \gamma l_2 \cdot Z_c^{-1} \sinh \gamma l_2 = \cosh^2 \gamma l_2 - \sinh^2 \gamma l_2 = 1$$

$$(\text{com} \mathbf{A})^t = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_2 & -Z_c \sinh \gamma l_2 \\ -Z_c^{-1} \sinh \gamma l_2 & \cosh \gamma l_2 \end{bmatrix}$$

Finalement nous obtenons :

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1} &= \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_1 & Z_c \sinh \gamma l_1 \\ Z_c^{-1} \sinh \gamma l_1 & \cosh \gamma l_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_2 & -Z_c \sinh \gamma l_2 \\ -Z_c^{-1} \sinh \gamma l_2 & \cosh \gamma l_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1} &= \\ \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 + Z_c \sinh \gamma l_1 \cdot (-Z_c^{-1}) \sinh \gamma l_2 & -Z_c \cosh \gamma l_1 \cdot \sinh \gamma l_2 + Z_c \sinh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 \\ Z_c^{-1} \sinh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 - Z_c^{-1} \cosh \gamma l_1 \cdot \sinh \gamma l_2 & Z_c^{-1} \sinh \gamma l_1 \cdot (-Z_c) \sinh \gamma l_2 + \cosh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1} &= \begin{bmatrix} I & II \\ III & IV \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Nous simplifions les écritures I , II , III et IV en posant $\Delta d = l_2 - l_1$:

$$\begin{aligned} I &= \cosh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 - \sinh \gamma l_1 \cdot \sinh \gamma l_2 = \cosh [-\gamma (l_2 - l_1)] = \cosh \gamma \Delta d \\ II &= Z_c [\sinh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 - \sinh \gamma l_2 \cdot \sinh \gamma l_1] = Z_c \sinh [-\gamma (l_2 - l_1)] = -Z_c \sinh \gamma \Delta d \\ III &= Z_c^{-1} [\sinh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 - \sinh \gamma l_2 \cdot \sinh \gamma l_1] = -Z_c^{-1} \sinh \gamma \Delta d \\ IV &= I = \cosh \gamma \Delta d \end{aligned}$$

Nous pouvons finalement écrire :

$$\mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2^{-1} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma \Delta d & -Z_c \sinh \gamma \Delta d \\ -Z_c^{-1} \sinh \gamma \Delta d & \cosh \gamma \Delta d \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En utilisant les équations (2.7) et (2.8) nous avons alors :

$$\text{Tr} (\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2^{-1}) = 2 \cosh (\gamma \Delta d) \quad (2.9)$$

Avec l'équation (2.9) nous avons un lien entre γ , l_1 , l_2 et les données mesurées \mathbf{M}_1 et \mathbf{M}_2 . Notons que comme Z_c n'intervenant pas dans la Trace, nous pouvons choisir une largeur de ligne aléatoire.

Nous transformons (2.9) pour faire apparaître la permittivité relative complexe du matériau sous test avec les seules données que nous avons en notre possession, c'est à dire la fréquence f , les longueurs l_1 et l_2 , et les matrices \mathbf{M}_2 et \mathbf{M}_1 . L'article [98] nous donne cette expression :

$$\gamma^2 = -\omega^2 \mu \epsilon_0 (\epsilon' - j\epsilon'') \quad (2.10)$$

avec les équations (2.9) et (2.10) on obtient :

$$-\omega^2 \mu \epsilon_0 \epsilon = \left[\frac{1}{\Delta d} \cosh^{-1} \left[\frac{1}{2} \text{Tr} (\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2^{-1}) \right] \right]^2$$

Avec l'égalité $c^2\mu_0\epsilon_0 = 1$ et $\omega = \frac{2\pi}{f}$ nous pouvons simplifier notre dernière équation comme suit :

$$\epsilon = -\frac{c^2}{4\pi^2 f^2} \left[\frac{1}{\Delta d} \cosh^{-1} \left[\frac{1}{2} \text{Tr} \left(\mathbf{M}_1 \mathbf{M}_2^{-1} \right) \right] \right]^2 \quad (2.11)$$

L'équation (2.11) nous permet de déterminer la valeur de la permittivité effective relative, ϵ_{eff} , et la tangente de perte, $\tan \delta$, du matériau à caractériser.

$$\epsilon_{eff} = \epsilon' \quad (2.12)$$

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (2.13)$$

Enfin la permittivité relative, ϵ_r , est déterminée grâce à la relation de M.V. SCHNEIDER :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}} \quad (2.14)$$

ce qui donne :

$$\epsilon_r = \frac{2\epsilon_{eff} - 1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}}}{1 + \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}}} \quad (2.15)$$

2.3.3.2 Résultats de simulation

Afin de vérifier la validité des équations et du programme MATLAB, nous avons utilisé le simulateur électro-magnétique *CST Microwave Studio* pour générer les fichiers TOUCHSTONE issus de deux lignes micro-rubans de longueur différente. Premièrement, nous utiliserons le substrat FR4 et ses propriétés diélectriques issues de la bibliothèque CST pour un premier test. Ensuite, nous utiliserons un matériau avec des propriétés diélectriques aléatoires. Cela permettra de valider la robustesse de notre technique. Le schéma de la ligne micro-ruban modélisée sur CST est illustrée Figure 2.9 (Les connecteurs utilisés pour les mesures sont aussi modélisés). Le substrat a une épaisseur de 1 mm.

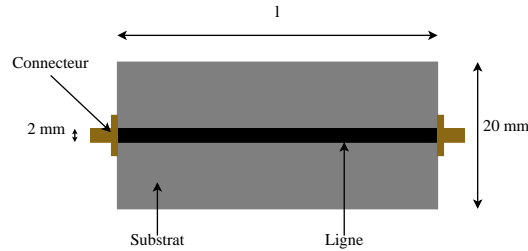


FIGURE 2.9 – Ligne micro-ruban de longueur l .

Substrat FR4 Nous utilisons un intervalle de fréquence compris entre 0.1 et 5 GHz. $\Delta d = 15$ mm. Les résultats sont présentés Figure 2.10. Globalement, les estimations sont correctes. Néanmoins, nous observons une différence qui croît avec la fréquence sur l'estimation de ϵ_r

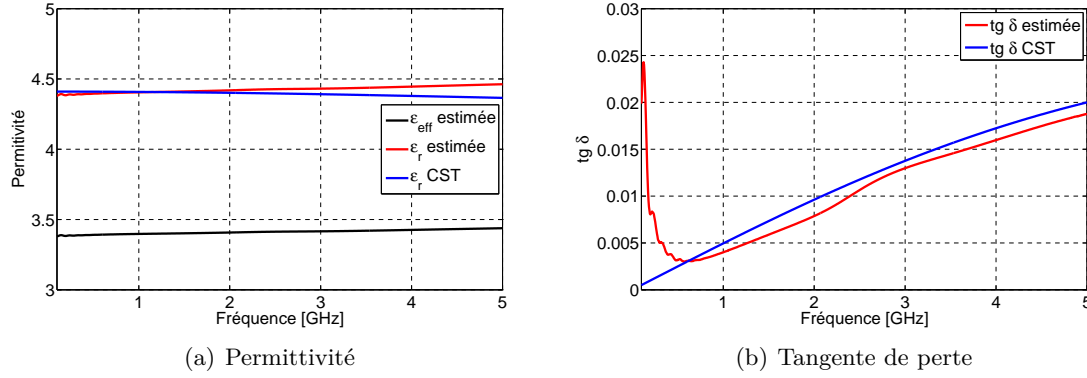


FIGURE 2.10 – Estimation des caractéristiques diélectriques du FR4 entre 0.1GHz et 5GHz.

par rapport à la valeur issue de CST. En ce qui concerne la tangente de perte, les résultats en dessous de 0.5 GHz sont en désaccord avec les valeurs issues de CST.

Afin d'observer l'influence de Δd sur les résultats dans le bas de l'intervalle de fréquence, nous augmentons la distance Δd à 50mm. Les résultats sont visibles Figure 2.11. L'estimation de la permittivité reste identique mais l'estimation de la tangente de perte est meilleure.

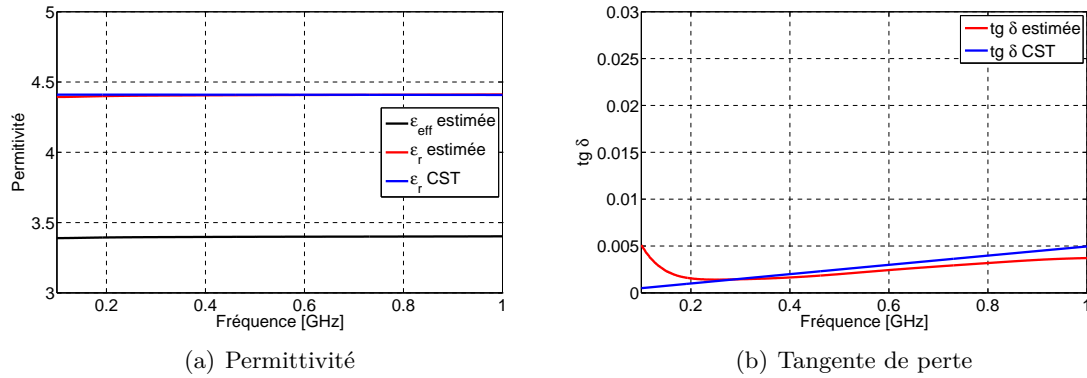


FIGURE 2.11 – Estimation des caractéristiques diélectriques du FR4 entre 0.1GHz et 1GHz.

Substrat aux caractéristiques aléatoires Afin de valider la robustesse de la méthode de caractérisation, nous avons volontairement créé un matériau avec des caractéristiques aléatoires. Avec ce matériau fictif nous souhaitons vérifier si la méthode peut estimer une variation brutale de permittivité relative complexe en fonction de la fréquence. Nous saisissons dans CST des valeurs de permittivités relatives complexes aléatoires en fonction de la fréquence afin de créer un matériau dispersif. Ensuite, le logiciel utilise un modèle de dispersion pour créer le matériau. Les résultats sont visibles en Figure 2.12. La méthode estime correctement la permittivité. Par contre, il y a de larges erreurs sur l'estimation de la tangente de perte. Toutefois, dans la réalité, il est très peu probable d'avoir un substrat avec d'aussi fortes pertes.

Discussion sur les résultats de simulation Lors des simulations, la ligne est totalement parfaite et les erreurs dues aux connecteurs quasiment inexistantes avec l'emploi d'un *Waveguide Port* simulant un connecteur parfait. Lors des mesures, il est évident que les matrices \mathbf{T} modélisant les connexions seront voisines mais toutes différentes. L'article [103] propose

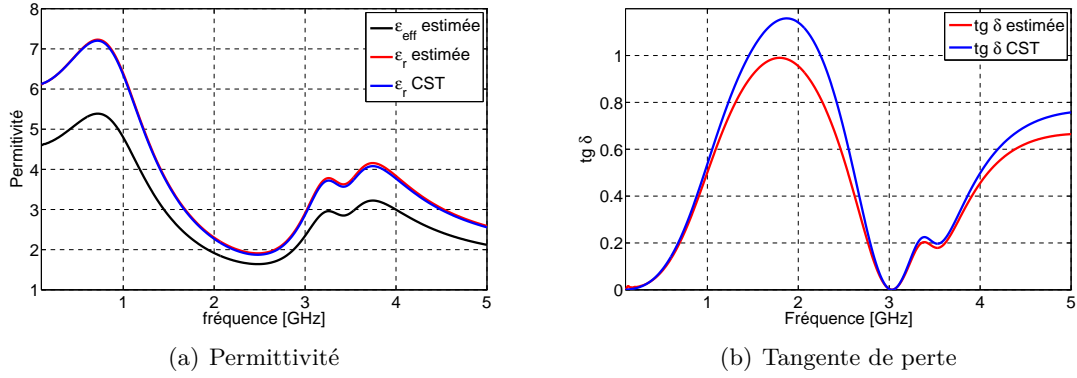


FIGURE 2.12 – Estimation des caractéristiques diélectriques d'un matériau aléatoire entre 0.1GHz et 5GHz.

d'utiliser une fonction de coût associée à une série de mesures indépendantes afin de minimiser les erreurs. A l'issue de la première phase de mesures, il faudra déterminer si la mise en œuvre de cette fonction de coût est nécessaire. En effet, si nous caractérisons des matériaux dans la bande UHF, les erreurs dues aux transitions coaxial-ligne micro-ruban seraient probablement négligeables.

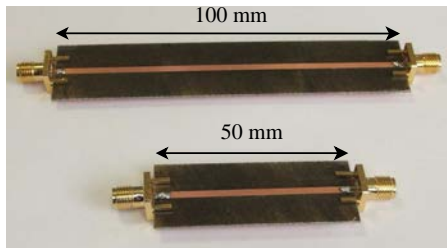
La méthode possède une borne fréquentielle qui est fonction de Δl pour laquelle l'estimation de la permittivité n'est plus valide. Nous appellerons cette borne f_{max} :

$$f_{max} = \frac{c}{2\Delta l \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.16)$$

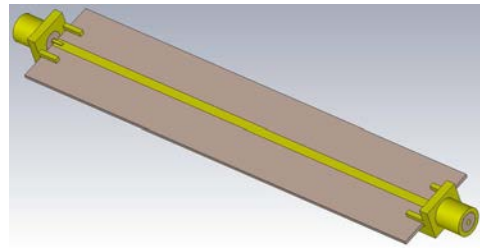
où $2\Delta l \sqrt{\epsilon_{eff}}$ est la longueur d'onde guidée à f_{max} . Au delà de cette distance nous avons un saut de phase que notre programme ne sais pas prendre en compte.

2.3.3.3 Validation des mesures à l'aide d'un substrat connu

Deux lignes micro-rubans, présentées Figure 2.13(a), de longueur différente mais de même impédance caractéristique, sont réalisées sur du FR4 de 0.8mm d'épaisseur dont le constructeur donne une permittivité de 4.3. Les pertes ne sont pas données mais programmées à 0.02 sur CST. Les connecteurs soudés sont des SMA femelle. Ces lignes sont également modélisées sous CST en utilisant du cuivre pour la ligne micro-ruban et en modélisant au mieux les connecteurs (Figure 2.13(b)).



(a) Deux lignes micro-rubans avec les mêmes impédances caractéristiques



(b) Aperçu de la ligne micro-ruban sur CST

FIGURE 2.13 – Lignes micro-ruban sur FR4.

Les matrices **S** complètes mesurées de chaque ligne sont récupérées afin d'utiliser l'algo-

rithme présenté dans la partie 2.3.3.1. Les résultats de mesure des coefficients de réflexion et transmission sont présentés Figures 2.14 et 2.15. L'ensemble des résultats est en bon accord.

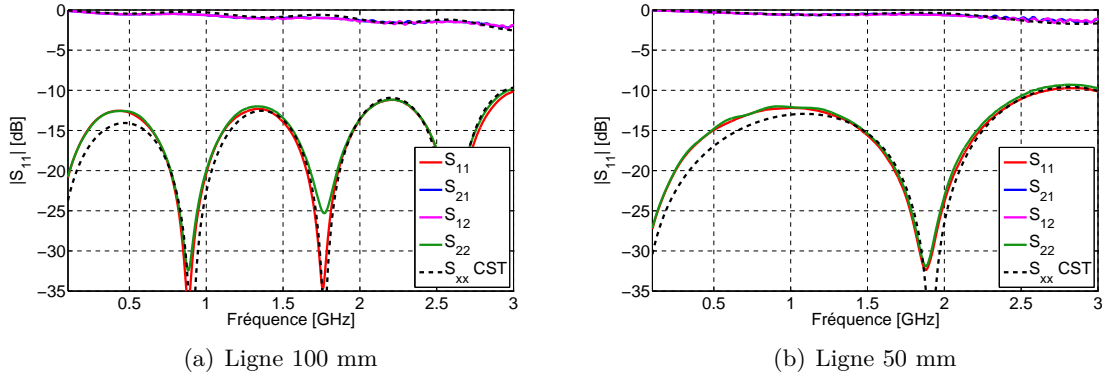


FIGURE 2.14 – Modules des paramètres S mesurés et simulés.

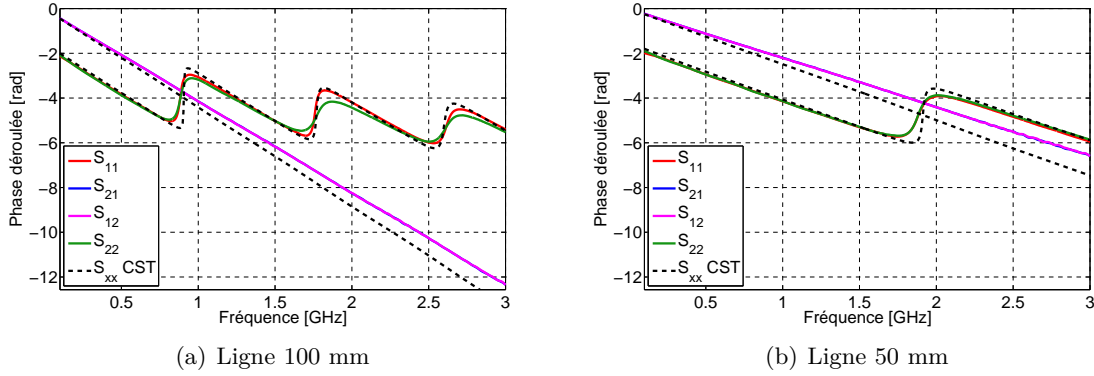


FIGURE 2.15 – Phases des paramètres S mesurés et simulés.

La Figure 2.16 présente la confrontation entre l'estimation de la permittivité obtenue en simulation et celle obtenue en mesure. Globalement, le résultat est satisfaisant même si dans la bande 100 - 500 MHz on s'éloigne de la courbe du résultat de simulation. En ce qui concerne les pertes, les résultats sont très fluctuants. La méthode estime avec difficulté la tangente de perte à partir de données mesurées. Nous pouvons retenir une tangente de perte moyenne de 0.03. Remarquons également qu'à partir de $f_{max} = 1.63$ GHz l'estimation n'est plus valide, ce qui est en accord avec le résultat présenté ci dessous calculé à l'aide de l'Equation (2.16).

$$f_{max} = \frac{c}{2\Delta l \sqrt{\epsilon_{eff}}} = 1.638 \text{ GHz}$$

2.3.3.4 Caractérisations de matériaux inconnus

Le caoutchouc silicone RS1, RS2 et la feutrine sont caractérisés par cette méthode dans une bande allant de 0.1 à 1 GHz. Comme nous l'avons vu, pour avoir une estimation plus ou moins correcte des pertes à basses fréquences il faut que Δd soit assez grand sans excéder la longueur, nous faisant passer au dessus de f_{max} . Nous choisissons $\Delta d = 50$ mm. La courte ligne fait 50 mm et la longue 100 mm. Chaque ligne a une largeur de 3 mm.

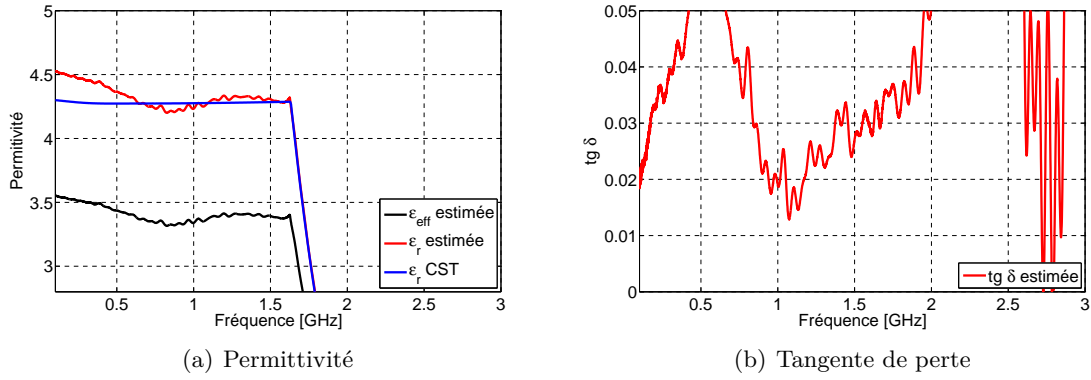


FIGURE 2.16 – Estimation des caractéristiques diélectriques du FR4 via les résultats de mesure.

Caoutchouc silicone RS1 Le caoutchouc silicone a une épaisseur de 1.5 mm. Les parties conductrices sont réalisées avec du *ShielditTMSuper* adhésif. L'estimation des caractéristiques diélectriques du silicone est présentée Figure 2.17. Il possède une permittivité relative d'environ 3. Les pertes sont comprises entre 0.04 et 0.06 entre 0.1 et 0.5 GHz puis décroissent jusqu'à 1 GHz.

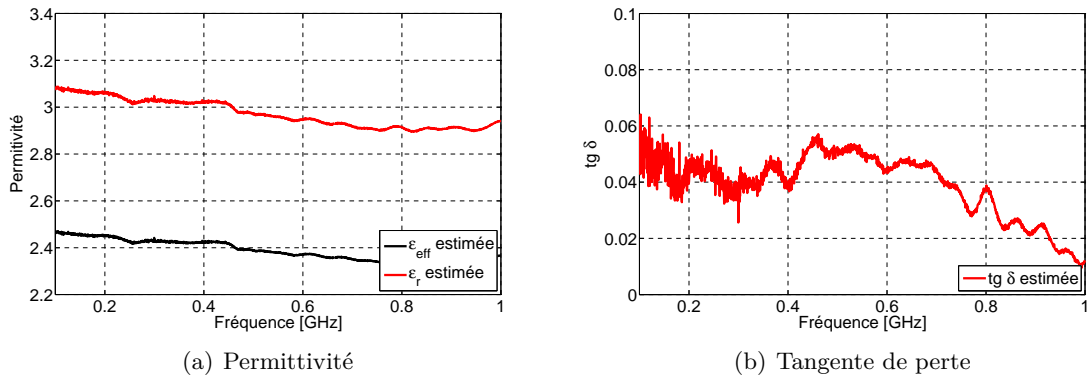


FIGURE 2.17 – Estimation des caractéristiques diélectriques du caoutchouc silicone RS1.

Caoutchouc silicone RS2 Le caoutchouc silicone RS2 à une épaisseur de 1.5 mm. Les parties conductrices sont également réalisées avec du *ShielditTMSuper* adhésif. L'estimation des caractéristiques diélectriques du caoutchouc silicone RS2 est présentée Figure 2.18. Il possède une permittivité relative de 2.1 à 100 MHz pour décroître jusque 1.8 à 1 GHz. L'inclusion de bulles d'air dans ce caoutchouc silicone lui confère une permittivité plus faible que son homologue. La tangente de perte est très variable sur l'intervalle de mesure. Au plus bas, à 100 MHz, elle est de 0.02 pour atteindre une valeur extrême d'environ 0.1 à 700 MHz. Ce matériau semble dispersif. De plus, les inclusions d'air ne sont certainement pas homogènes sur l'ensemble du silicone.

Feutrine La feutrine caractérisée a une épaisseur de 1 mm. Les parties conductrices sont toujours réalisées avec du *ShielditTMSuper* mais avec celui adhésif à chaud. L'estimation des caractéristiques diélectriques de la feutrine est présentée Figure 2.19. La permittivité de la feutrine décroît avec la fréquence. A 100 MHz cette dernière est de 1.6 pour tomber

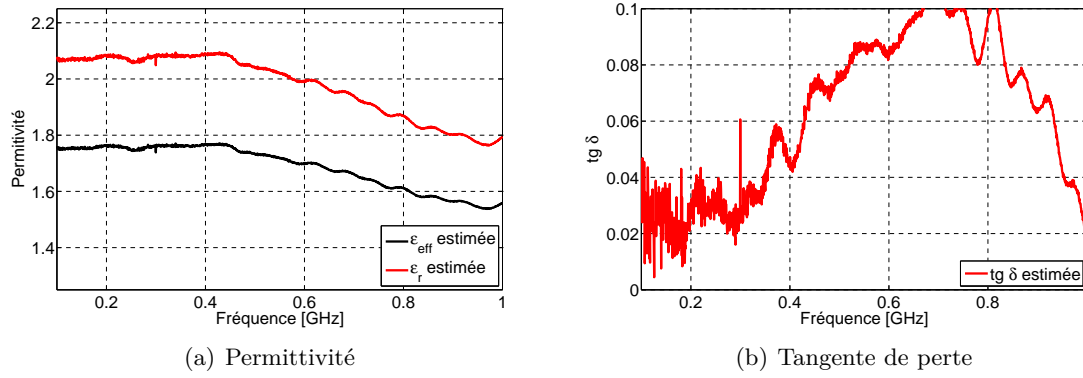


FIGURE 2.18 – Estimation des caractéristiques diélectriques du caoutchouc silicone RS2.

à 1.4 à 1 GHz. Cette décroissance est en cohérence avec la valeur de permittivité de 1.2 à 2.5 GHz déterminée par MANTASH [106]. La permittivité est assez faible car ce matériau est essentiellement constitué d'air. La tangente de perte est très variable sur l'intervalle de mesure. Nous l'estimons en moyenne à 0.08.

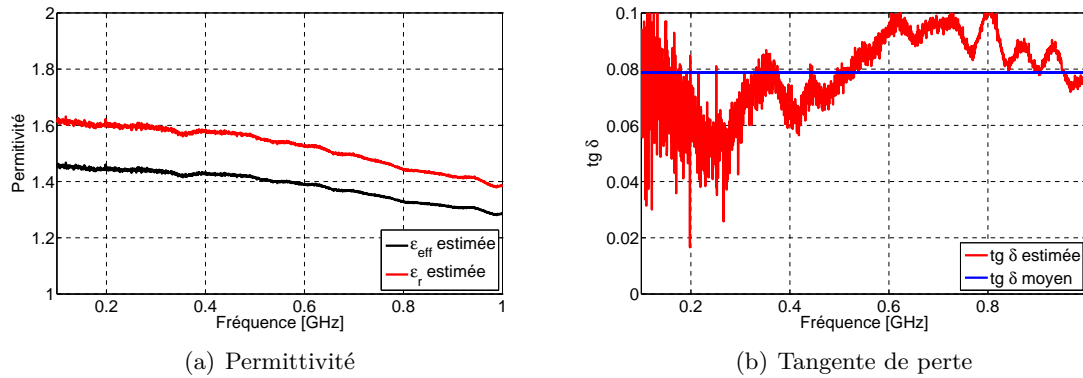


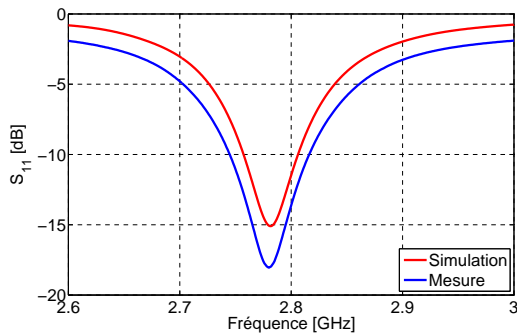
FIGURE 2.19 – Estimation des caractéristiques diélectriques de la feutrine.

2.3.4 Caractérisation à l'aide d'une antenne patch

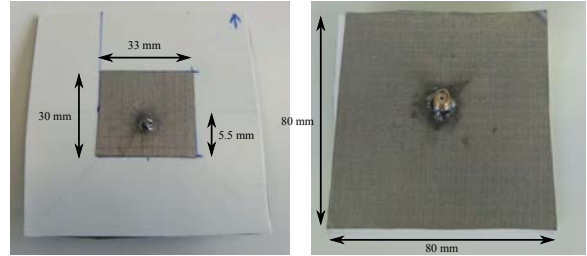
Cette méthode peut être vue comme une méthode de caractérisation mais aussi comme une méthode de vérification des valeurs déterminées par une caractérisation. Le procédé décrit par la suite est appliqué au matériau caoutchouc silicone RS1.

A priori nous savons que la permittivité relative du caoutchouc silicone RS1 est voisine de 3 grâce aux résultats des deux caractérisations précédentes. Avec cette valeur $\epsilon_r = 3$ nous concevons une simple antenne patch. Etant donné l'épaisseur de 1.5 mm du substrat silicone blanc il est impossible de réaliser un patch à 400 MHz. Nous décidons alors de concevoir celui ci dans un intervalle de fréquence compris entre 2.5 et 3 GHz. Les photographies de l'antenne optimisée, avec ses dimensions, sont visibles Figure 2.20(b). Les parties conductrices sont réalisées avec de l'électro-textile adhésif. Sur la Figure 2.20(a) sont présentées la mesure et la simulation optimisée du coefficient de réflexion de l'antenne patch avec $\epsilon_r = 2.97$ et $\tan \delta = 0.02$. Les deux courbes ont la même allure avec cependant une différence de niveau de 1 dB inférieure pour la mesure sur tout l'intervalle de fréquence. Cette différence peut s'expliquer par des pertes d'insertion dues aux soudures imparfaites car délicates à réaliser sur l'électro-

textile voire à des pertes diélectriques sous estimées. Malgré ce défaut nous pouvons une nouvelle fois confirmer que la permittivité relative du caoutchouc silicone RS1 est de 3 et également valider les résultats donnés par les deux méthodes précédemment décrites.



(a) Mesure et simulation du coefficient de réflexion pour $\epsilon_r = 2.97$



(b) Photographies du patch réalisé

FIGURE 2.20 – Réalisation d'un patch sur du caoutchouc silicone RS1.

2.4 Conclusion

Nous avons pu au cours de ce chapitre sélectionner divers types de matériaux et de méthodes de métallisation susceptibles d'être utilisés pour la création d'antennes souples. Nous avons souhaité réaliser au sein du laboratoire notre propre matériau souple en utilisant les connaissances et les moyens techniques de l'Equipe Matériaux Fonctionnels de l'IETR. Pour cela nous avons mis en place des techniques de façonnage et de métallisation d'un polymère de type polysiloxane, nommé matériau PS. D'autres matériaux du commerce ont également été choisis (caoutchoucs silicones et feutrine).

Grâce à des méthodes simples de caractérisation nous déterminons les propriétés diélectriques des substrats pré-sélectionnés. Chaque méthode vient compléter les autres, afin d'avoir une estimation fiable des propriétés radio-électriques des matériaux. Suite aux mesures nous préférons mettre en avant le caoutchouc silicone RS1 dont la permittivité est estimée à 3 et les pertes à 0.04 à 400 MHz. En effet avec une permittivité plus élevée que le matériau RS2, le caoutchouc silicone RS1 pourra être utilisé pour accroître la miniaturisation d'antennes. Nous abandonnons les matériaux PS car ils possèdent trop de pertes et sont difficiles à métalliser.

CHAPITRE 3

Antenne souple large bande en bande UHF

Sommaire

3.1	Introduction	45
3.2	Conception de l'antenne	47
3.2.1	Géométrie de l'antenne	47
3.2.2	Antenne sous condition de courbure	52
3.2.3	Méthode de fabrication	54
3.3	Mesures	54
3.3.1	Impédance	55
3.3.2	Rayonnement, gain et ouverture à mi puissance	55
3.4	Essai	60
3.4.1	Contexte de l'essai	60
3.4.2	Mise en place des antennes	61
3.4.3	Signaux reçus	63
3.5	Conclusion	65

3.1 Introduction

Ce projet a été commandé par la STAT¹(Section Technique de l'Armée de Terre) en vue de la réalisation d'un système d'interception d'ondes radios depuis un ballon gonflé à l'hélium. Ce prototype de ballon emportera avec lui six antennes identiques. Le ballon sera également utilisé comme goniomètre. De forme ellipsoïdale, le ballon a des dimensions de 3.10 m × 4.80 m. Il est relié à une station mobile au sol par un câble arrimé à un treuil. L'objectif de ce ballon est d'observer une scène depuis le ciel avec un coût d'appareil et un coût de

1. Principalement basée à Versailles – Satory, la STAT a entre autres pour mission de tester tous les nouveaux matériels destinés à l'Armée de Terre Française (véhicules, blindés, armes, munitions, drones, systèmes de télécommunication, équipement du fantassin...) ainsi que leur suivi au long de leur service puis de leur retrait. Elle conduit des évaluations et des tests réels sur terrain militaire afin de vérifier l'adéquation du matériel aux besoins militaires. Elle peut proposer l'amélioration ou la mise en place de nouveaux matériels. La STAT fonctionne de concert avec la DGA (Direction Générale de l'Armement).

vol beaucoup moins élevé que celui d'un drone. De plus, un ballon peut être déployé depuis n'importe quelle zone car il ne nécessite ni piste d'aviation ni carburant. L'ensemble ballon – station mobile est conçu pour un envol du ballon à une altitude de 100 m au-dessus du sol. Le ballon possède deux fonctions majeures. Premièrement, l'observation à la caméra, de jour comme de nuit avec le basculement en caméra infra rouge, avec la possibilité de zoomer sur un détail dans n'importe quelle direction jusqu'à 10 km. Deuxièmement, l'interception de signaux RF dans la bande [150 – 900 MHz] avec possibilité de goniométrie. Par exemple, une fois la direction d'arrivée d'une onde déterminée, l'opérateur braque sa caméra dans cette direction pour déterminer l'origine de l'émission. Cette contrainte impose que l'antenne soit de la plus petite taille possible de manière à ce que ces antennes soient positionnées sous le ballon, zone la plus horizontale, sans qu'elles ne se chevauchent pour la formation de faisceaux pour le mode goniomètre.

Le cahier des charges fixe la livraison de six antennes identiques pour une masse totale ne devant pas excéder 5 kg. Chaque antenne doit posséder une ouverture à mi-puissance de 60° dans le plan E pour assurer une couverture de 360° . Le gain de l'antenne doit être le plus élevé possible. La bande passante désirée est comprise entre 150 et 900 MHz où le coefficient de réflexion doit être inférieur à -6 dB ($ROS = 3$). Les antennes n'étant utilisées qu'en réception, ce seuil est suffisant. La connexion de l'antenne doit être de type SMA. Afin de se conformer à la forme du ballon, l'antenne doit être souple. Les contraintes fortes du projet sont la réalisation d'une antenne avec un poids et un encombrement minimal tout en possédant un gain et une directivité élevés. La contrainte sur le poids total des antennes est non négligeable car le ballon emporte en plus de sa caméra hautes performances un boîtier RF qui réceptionne les signaux des antennes et de la camera. Ce boîtier effectue également le pilotage de la camera et une conversion RF–fibre optique afin d'éviter les pertes dans un coaxial qui reviendrait au sol et éviter la force de traction que pourrait avoir ce coaxial. On peut également citer le coût des charges d'hélium pour chercher à rendre la masse à lever la plus faible possible. L'étude que nous avons menée à l'IETR concerne uniquement la conception de l'antenne et la livraison de six prototypes. L'ensemble de l'électronique RF est réalisé par la STAT.

Il existe divers types d'antennes susceptibles de répondre au cahier des charges. Nous pouvons premièrement citer l'antenne spirale. Elle offre une très bonne directivité et une très bonne adaptation. Cependant, l'alimentation de cette antenne nécessite l'utilisation d'un balun avec une transformation d'impédance vers 188Ω . De plus, l'antenne est bi-directive. Le rayonnement arrière poserait un problème d'ambiguïté pour déterminer la direction d'arrivée d'une onde. L'emploi d'une cavité ou d'un absorbant est prohibé pour des questions de poids et de volume. Aussi, cette antenne ne pourrait pas être positionnée sous le ballon. Enfin pour satisfaire l'adaptation dans le bas de la bande, l'antenne prendrait des dimensions trop importantes. Les antennes de type Vivaldi sont de bonnes candidates. L'antenne Vivaldi avec une cavité simulant un circuit ouvert donne des dimensions globales de l'antenne imposantes. De plus, la transition micro-ruban – fente sera très sensible aux déformations. Nous préférons porter notre étude sur une antenne de type Vivaldi antipodale. En effet, cette dernière est alimentée par une ligne micro-ruban qui nous paraît être une méthode robuste vis à vis des déformations. Enfin, rappelons que la bande passante de l'antenne Vivaldi est peu affectée par les variations de la permittivité relative du substrat.

Ce chapitre sera organisé comme suit. Nous détaillerons la méthode avec laquelle nous avons défini les contours de l'antenne afin de satisfaire au mieux les objectifs visés. Les résultats de simulation principaux seront présentés et commentés. Ensuite nous exposerons la manière dont a été réalisée l'antenne, puis détaillerons les résultats de mesure et ceux des essais en conditions réelles. Enfin, une conclusion synthétisera l'ensemble de ce chapitre.

3.2 Conception de l'antenne

3.2.1 Géométrie de l'antenne

Le substrat sélectionné pour la réalisation de l'antenne est le caoutchouc silicone RS1 caractérisé dans le Chapitre 2.3.3.4. Nous avons choisi ce matériau pour sa flexibilité, sa résistance, son insensibilité aux variations de température et sa permittivité constant dans la bande [150 – 900 MHz]. La « feuille » de silicone fait une épaisseur $h = 1.5\text{mm}$. Nous rappelons les résultats de caractérisation dans le Tableau 3.1 pour la fréquence de 400 MHz.

TABLEAU 3.1 – Propriétés diélectriques du silicone à 400 MHz.

	ϵ_r	$\tan \delta$
Méthode de la double ligne	3.02	0.04
Stud résonant	2.97	0.035

L'antenne Vivaldi antipodale que nous allons concevoir ne sera constituée que de deux ailes comme illustré Figure 3.1(a). En effet, comme la fréquence maximale à laquelle sera utilisée l'antenne est de 900 MHz, le rapport λ_{max}/h est suffisamment grand pour qu'il n'y ait pas de polarisation croisée gênante. En effet d'après [107] il est démontré qu'une Vivaldi antipodale à deux ailes présente une polarisation croisée importante à hautes fréquences du fait de l'inclinaison du vecteur champ E, comme illustré Figure 3.1, qui n'est plus contenu dans le plan de l'antenne.

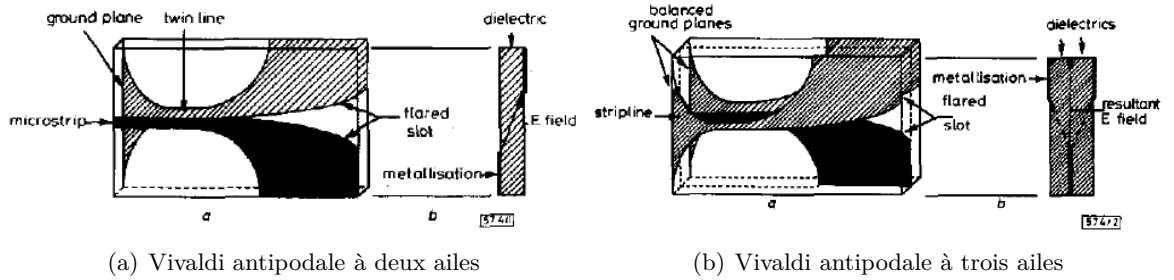


FIGURE 3.1 – Direction du champ E en fonction d'un nombre d'aile de l'antenne Vivaldi antipodale [107].

L'effet large bande peut être créé par une ouverture exponentielle. Pratiquement, la bande passante est limitée par la transition depuis l'alimentation et l'ouverture et évidemment par les dimensions finies de l'antenne. Nous faisons le choix de paramétrer l'allure des ailes de l'antenne Vivaldi à partir des équations exponentielles simples $y_1(x)$, $y_2(x)$, $y_3(x)$ et $y_4(x)$. Elles sont détaillées en (3.1), (3.2), (3.3) et (3.4). Sur la Figure 3.2 nous présentons un schéma de l'antenne où sont légendées les différentes parties de l'antenne. Un plan à l'échelle est représenté Figure 3.3. L'ensemble des simulations est effectué avec le logiciel *CST Microwave Studio*. Pour des raisons de simplicité nous utilisons une ligne d'alimentation microruban d'impédance caractéristique 50Ω de largeur $W = 4\text{ mm}$. La transition ligne microruban – lignes parallèles fait 100 mm, puis les lignes parallèles courent sur 25 mm. L'ouverture exponentielle débute aux coordonnées (0,0) sur le repère (xOy) . Compte tenu de la largeur de la ligne microruban, il faut attendre quelques dizaines de millimètre pour réellement voir apparaître l'ouverture. Cette partie alimentation peut paraître compacte, mais nous avons

souhaité conserver le maximum de surface pour la partie rayonnante afin de satisfaire au mieux les performances de l'antenne dans la partie basse de la bande passante.

$$y_1(x) = \exp(C_1 x) + K_1 \quad (3.1)$$

$$C_1 = \frac{1}{L_2} \ln \left(\frac{H}{2} - K_1 \right) \quad K_1 = - \left(\frac{W}{2} \right) - 1$$

$$y_2(x) = \exp(C_2 x) + K_2 \quad (3.2)$$

$$L_2 = aL_1 \quad C_2 = \frac{1}{L_2} \ln \left(\frac{H}{2} - K_2 \right) \quad K_2 = \left(\frac{W}{2} \right) - 1$$

$$y_3(x) = \exp(C_3 x) + K_3 \quad (3.3)$$

$$C_3 = \frac{1}{L_2} \ln \left(\frac{H}{2} + K_3 \right) \quad K_3 = \left(\frac{W}{2} \right) + 1$$

$$y_4(x) = \exp(C_4 x) + K_4 \quad (3.4)$$

$$C_4 = \frac{1}{L_2} \ln \left(\frac{H}{2} + K_4 \right) \quad K_4 = - \left(\frac{W}{2} \right) + 1$$

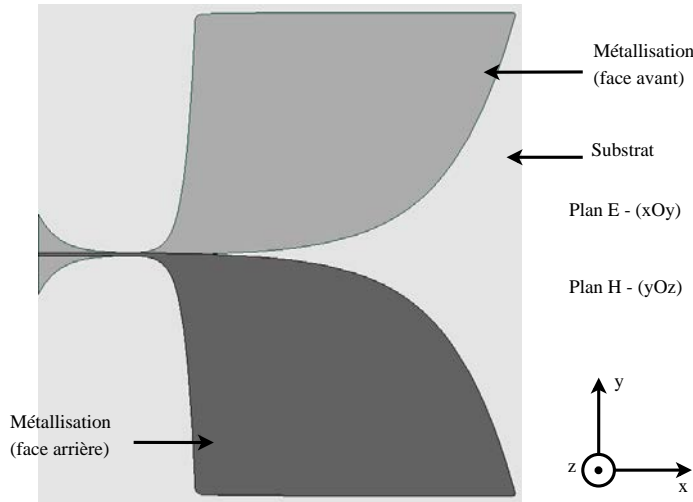


FIGURE 3.2 – Schéma de l'antenne Vivaldi antipodale proposée.

Nous procédons à une étude paramétrique sur les paramètres L_1 et H avec $L_2 = 100$ mm et observons le module du coefficient de réflexion et l'ouverture à mi-puissance dans le plan E (xOy) sur une bande fréquence allant de 100 à 900 MHz. Les résultats sont présentés Figure 3.4 et Figure 3.5.

Sur la Figure 3.4 nous remarquons que l'adaptation est meilleure si L_1 est inférieur à H . De plus, dans cette même configuration, l'ouverture à mi-puissance est voisine de 60° sur toute la bande dans le plan E contrairement au cas où L_1 est égal ou supérieur à H . D'après la Figure 3.5 l'adaptation est meilleure si H est supérieur à L_1 . Concernant l'ouverture à mi-puissance elle est trop importante dans le bas de la bande passante si H est petit et souffre

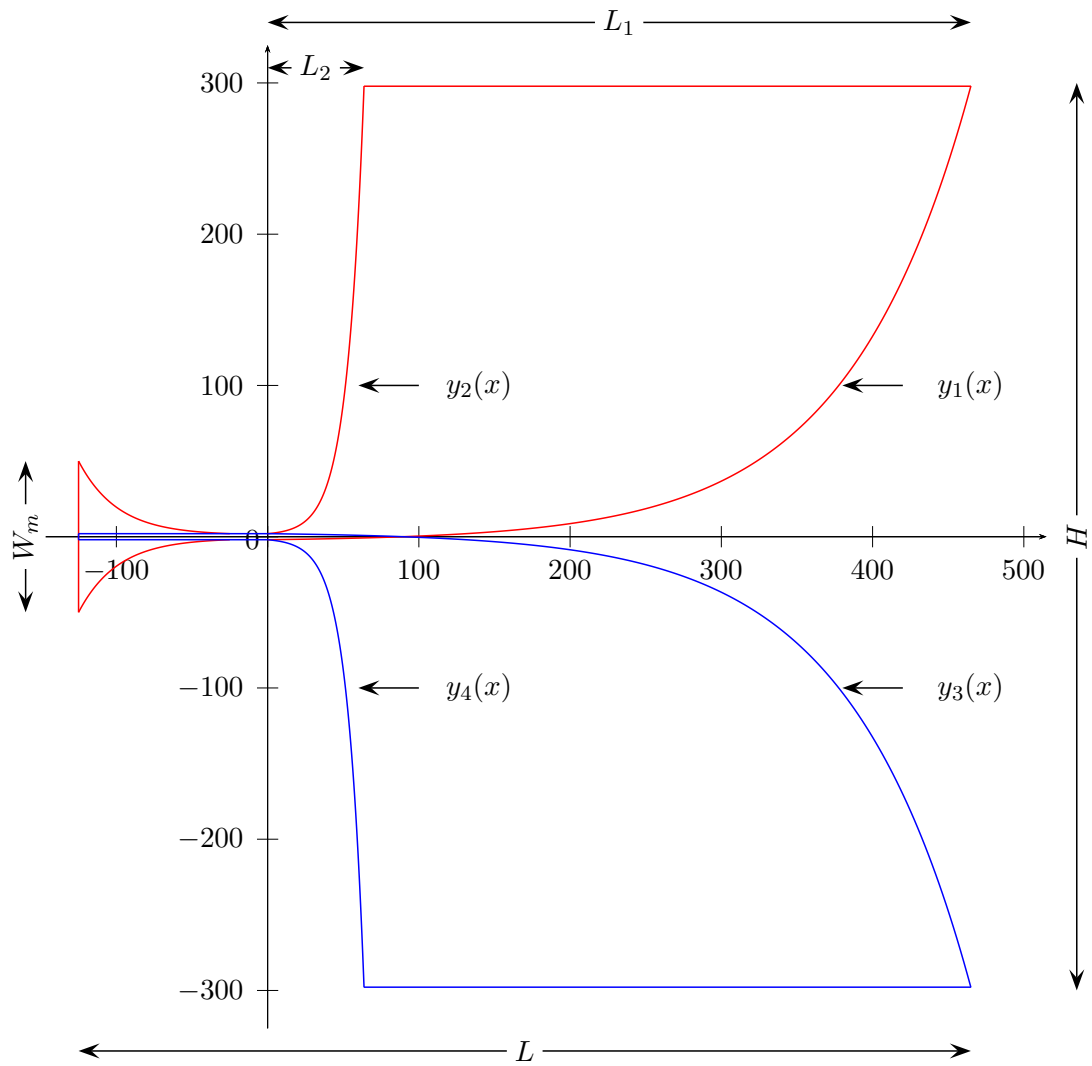
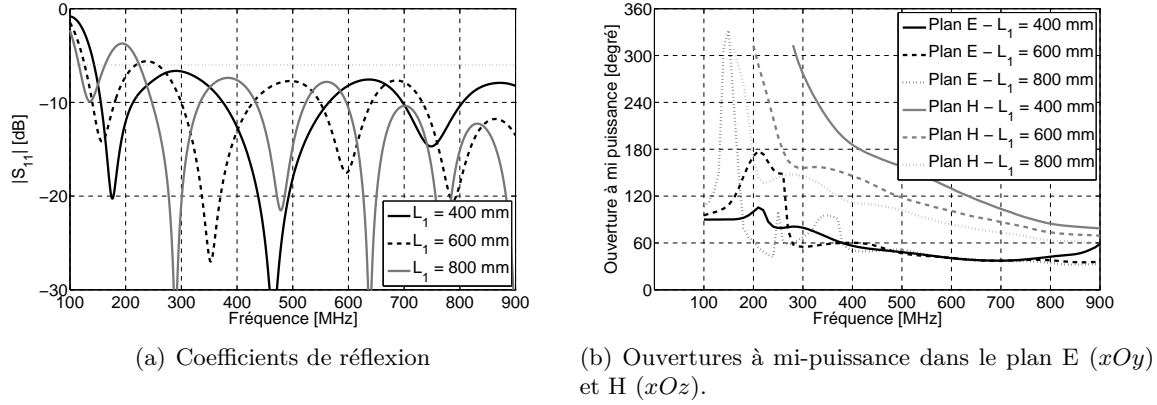
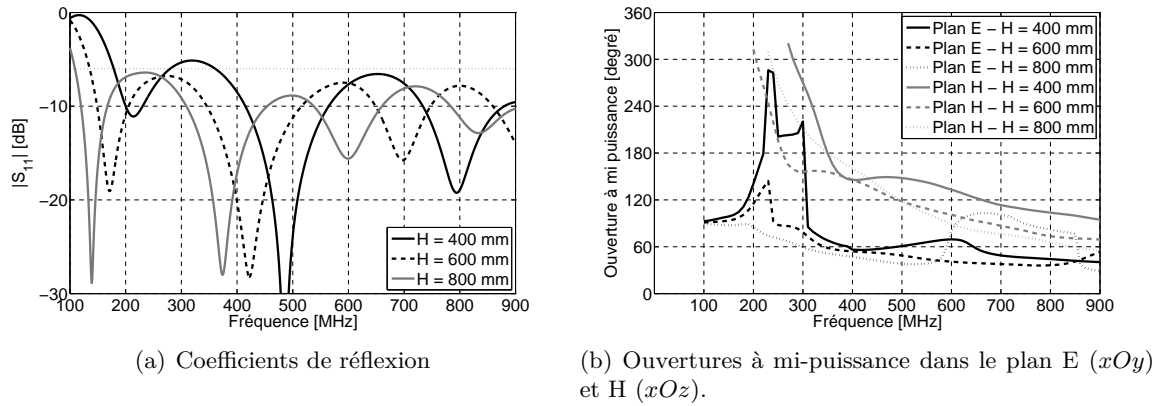


FIGURE 3.3 – Géométrie à l'échelle de l'antenne Vivaldi [mm].

FIGURE 3.4 – Etude paramétrique sur L_1 avec $H = 600$ mm.FIGURE 3.5 – Etude paramétrique sur H avec $L_1 = 600$ mm.

d'une remontée dans le haut de la bande passante lorsque H est grand. Quant à l'adaptation, nous tirons donc une conclusion identique que précédemment sur les dimensions H et L_1 . En revanche pour l'ouverture à mi-puissance il est préférable que H ne soit pas trop élevée mais toutefois supérieur à L_1 .

Nous avons observé que pour obtenir la meilleure ouverture à mi-puissance possible, il fallait que H soit plus grand que L_1 mais sans que H soit démesuré. Comme expliqué précédemment, il faut que les antennes soient les plus possibles coplanaires au sol, nous devons donc concevoir l'antenne avec les dimensions les plus faibles possibles. Comme L_1 reste plus petit que H nous pouvons utiliser une feuille de silicone carrée, dont les dimensions seront $600 \times 600 \text{ mm}^2$. Les dimensions de L_1 et H sont respectivement fixées à 465 mm et 600 mm. Pour éviter des problèmes de diffraction sur les arêtes saillantes [16], celles-ci sont légèrement arrondies et les bords de l'antenne rabotés de quelques millimètres pour ne pas tomber en bordure de substrat.

Le paramètre L_2 influence principalement l'adaptation dans le bas de la bande passante. Nous avons introduit un coefficient a sans dimension qui contrôle la dimension L_2 , L_2 étant maintenant égal à aL_1 . a est optimisé par simulation. La Figure 3.6 montre l'influence de a sur le coefficient de réflexion. Comme nous pouvons l'observer, ce coefficient affecte l'adaptation entre 100 et 350 MHz. Plus a est petit, plus l'adaptation est meilleure. Dans la suite du projet la valeur de a retenue est 0.15. A noter que ce paramètre n'a pas d'influence sur la bande passante entre 100 et 150 MHz. Pour améliorer cette zone il faudrait augmenter les

dimensions de l'antenne. Or pour gagner quelques dizaines de méga Hertz sur le bas de la bande passante les dimensions augmenteraient considérablement. Les dimensions finales de l'antenne sont consignées dans Tableau 3.2.

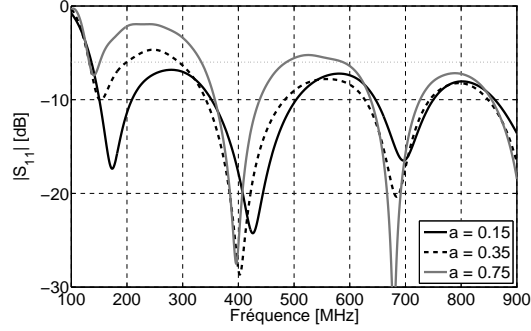


FIGURE 3.6 – Influence du coefficient a sur le bas de la bande passante.

TABEAU 3.2 – Dimensions optimisées de l'antenne.

h	1.5 mm	a	0.15
H	600 mm	W	4 mm
L	600 mm	W_m	100 mm
L_1	465 mm	$L_2 (aL_1)$	70 mm

La Figure 3.7 présente les ouvertures à mi-puissance simulées pour les plans E et H. Compte tenu des dimensions compactes de l'antenne, il est très difficile d'obtenir l'ouverture à mi puissance désirée dans le bas de la bande passante pour plan E. Néanmoins, dès 300 MHz l'ouverture à mi puissance est voisine de 60° comme désirée dans le cahier des charges.

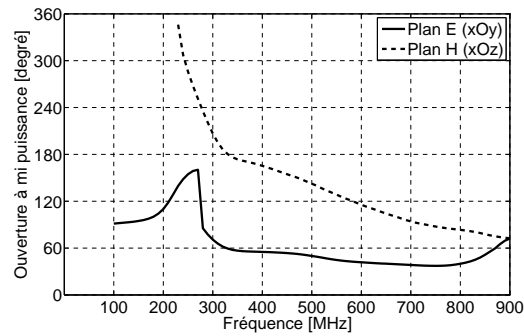


FIGURE 3.7 – Ouvertures à mi puissance simulées pour les plans E (xOy) et H (xOz).

Enfin, un avantage de l'antenne Vivaldi antipodale est sa faible dépendance à la permittivité du substrat. Pour s'en convaincre la Figure 3.8 présente le coefficient de réflexion de l'antenne optimisée pour une permittivité variant de 2 à 4. Pour les trois courbes présentées, le coefficient de réflexion est normalisé à 50Ω . Les pertes par désadaptation de la ligne sont donc prises en compte. Comme nous l'observons, la bande passante n'est pas trop affectée par la variation de la permittivité hormis autour de 250 MHz et 550 MHz pour $\epsilon_r = 4$.

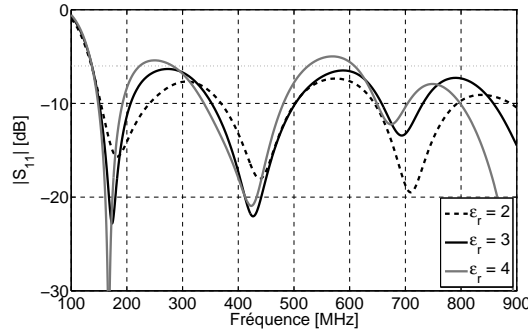


FIGURE 3.8 – Influence de la permittivité sur le coefficient de réflexion (normalisé 50Ω).

Théoriquement, une antenne Vivaldi n'a pas de limite haute sur sa bande passante. La Figure 3.9 montre que l'adaptation est très bonne entre 1 GHz et 10 GHz. En pratique, utiliser cette antenne à des fréquences aussi élevées n'est pas nécessairement judicieux car les diagrammes de rayonnement sont très perturbés. C'est pourquoi nous bornerons l'étude de cette antenne à 2 GHz.

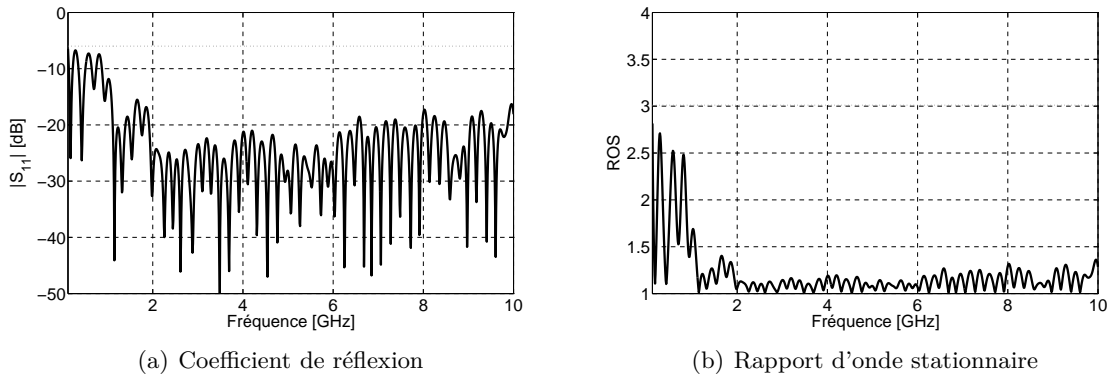


FIGURE 3.9 – Adaptation de l'antenne sur une très large bande (simulation).

3.2.2 Antenne sous condition de courbure

Les antennes sont destinées à être positionnées sous le ballon, elles seront donc soumises à des contraintes de courbure. Pour estimer l'impact des courbures sur les performances de l'antenne nous avons effectué des simulations selon deux axes de courbures : (Ox) et (Oy) . Elles sont illustrées Figure 3.10. La forme de la courbure est donnée selon celle d'un cylindre. A chaque fois, trois cas sont étudiés avec des rayons de courbure de $2H$, H et $0.5H$, soit 1.2 m, 0.6 m et 0.3 m. La Figure 3.11 montre le coefficient de réflexion en fonction de la courbure. On peut observer que le niveau des coefficients de réflexion est légèrement supérieur à celui de l'antenne plane de référence. Ces résultats démontrent la robustesse de l'adaptation de l'antenne même en condition courbée.

Dans la réalité, les antennes ne subiront pas de tels niveaux de courbure. En étant placées sous le ballon, les antennes subiront des rayons de courbures relativement faibles. Pour s'en persuader, nous modélisons l'ellipse γ , qui représente le ballon, dans un repère (Figure 3.12) puis nous estimons le rayon de courbure en tout point de cette ellipse (Figure 3.12(b)). Le

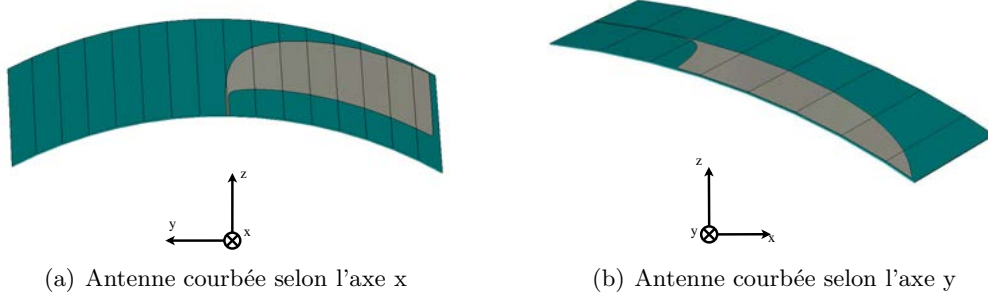


FIGURE 3.10 – Antennes courbées sur le modèle d'un cylindre de rayon 1.

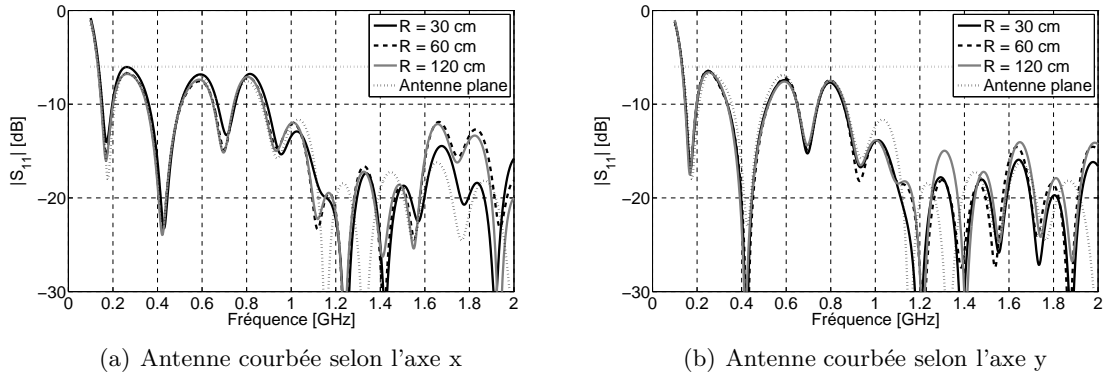


FIGURE 3.11 – Influence du rayon de courbure sur le coefficient de réflexion de l'antenne Vivaldi.

grand rayon de l'ellipse est R_a (2.4 m) et le petit est R_b (1.55 m). La constante c est utilisée pour mettre la partie basse de l'ellipse à tangenter l'origine du repère.

L'équation de l'ellipse γ s'écrit :

$$\gamma(y) = \begin{cases} x(t) = R_a \cos(t) \\ y(t) = R_a \sin(t) + c \end{cases} \quad (3.5)$$

Le rayon de courbure est défini par :

$$R(t) = \frac{[x'(t) + y'(t)]^{\frac{3}{2}}}{x'(t)y''(t) - y'(t)x''(t)} \quad (3.6)$$

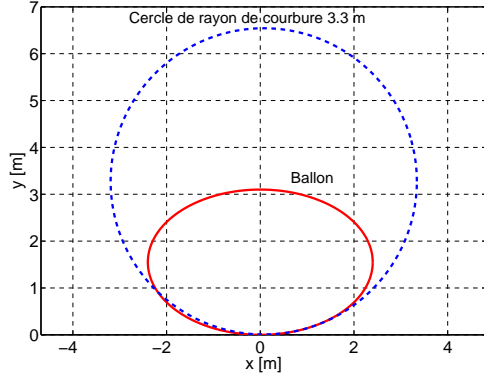
Ce qui donne :

$$R(t) = \frac{[R_a^2 \sin^2(t) + R_b^2 \cos^2(t)]^{\frac{3}{2}}}{R_a R_b} \quad (3.7)$$

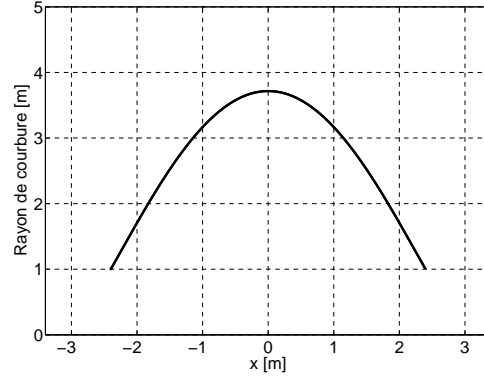
La Figure 3.12 représente une vue schématique en coupe du ballon avec son cercle osculateur à la position $x = 0.9$ m. Cette position de $x = 0.9$ m est choisie comme étant la position centrale de l'antenne sous le ballon. Le rayon de courbure en tout point de l'ellipse est donné par l'équation (3.7). D'après la Figure 3.12(b) nous pouvons estimer le rayon de courbure à 3.3 m (en $x = 0.9$ m). Le centre du cercle osculateur est donnée par l'équation (3.8).

$$Q(t) = \gamma(t) + \frac{1}{k(t) \cdot \|\gamma'(t)\|} \begin{pmatrix} -y'(t) \\ x'(t) \end{pmatrix} \quad \text{avec } k(t) = \frac{1}{R(t)} \quad (3.8)$$

Aussi, nous pouvons observer sur la Figure 3.12(b) que le rayon minimal de courbure est obtenu pour $x = R_a$. A cette abscisse, il est voisin de 1 m. Remarquons que $H < 1$ m $< 2H$, et comme constaté sur la Figure 3.11 ce type de courbure n'affecte pas la qualité du coefficient de réflexion.



(a) Schéma du ballon et son cercle osculateur pour $x = 0.9$ m



(b) Rayon de courbure en fonction de x

FIGURE 3.12 – Schéma du ballon et rayon de courbure.

3.2.3 Méthode de fabrication

Le substrat de l'antenne est une feuille de caoutchouc silicone blanc d'épaisseur 1.5 mm, aux dimensions de 600×600 mm². La partie conductrice est réalisée au moyen d'un e-textile ShielditTM Super. Une de ses faces est recouverte d'une matière adhésive qui nous permet de le coller de façon résistante sur le silicone. Afin de rester le plus fidèle possible à l'antenne modélisée sur le logiciel de simulation, nous imprimons l'antenne à l'échelle 1 à partir d'un fichier DXF obtenu grâce à *CST Microwave Studio*. Cette impression nous permet de créer un patron avec lequel nous découpons l'e-textile à l'aide d'un scalpel. Enfin, le connecteur SMA est soudé avec de la pâte d'étain qui se fige à des températures plus basses que dans le cas d'une soudure au fil d'étain. Le silicone étant résistant à une température de 200° nous pouvons utiliser le fer à souder pour cette manipulation. Cependant cette méthode s'est avérée trop fragile. En effet, bien que le silicone résiste parfaitement à la chaleur il n'en n'est pas de même pour l'e-textile. Aussi, les manipulations successives lors des essais de mesure conduisent à l'arrachement du connecteur. Finalement une pâte bi-composant (mélange 1 :1 d'un durcisseur epoxy et d'un conducteur à base d'argent) a été employée pour l'assemblage du connecteur. Une vue agrandie de la zone où est monté le connecteur est présentée Figure 3.13.

Les deux faces de l'antenne réalisée sont visibles Figure 3.14. La masse d'une antenne complète est de 700 g soit un total de 4.2 kg pour l'ensemble des six antennes. Avec cette masse nous satisfaisons la contrainte de 5 kg imposée par le cahier des charges.

3.3 Mesures

L'ensemble des mesures (impédance, rayonnement, gain) est réalisé avec l'antenne en condition plane ou courbée selon l'axe x . L'antenne étant souple, nous réalisons deux supports rigides en mousse Rohacell afin de perturber au minimum les mesures. Le premier présente

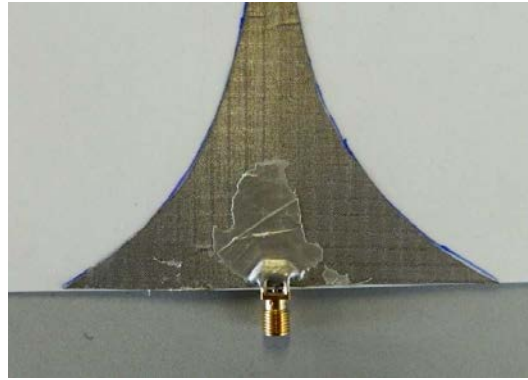
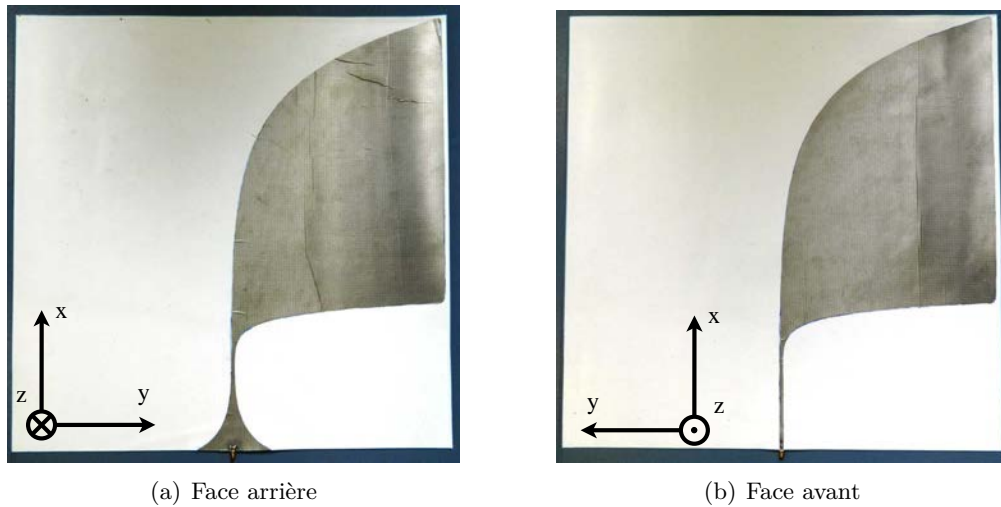


FIGURE 3.13 – Connecteur assemblé sur l'antenne avec une pâte bi-composant.



(a) Face arrière

(b) Face avant

FIGURE 3.14 – Vues du prototype de l'antenne Vivaldi.

une surface parfaitement plane et le second permet de courber l'antenne avec un rayon de courbure de 30 cm, cas le plus contraignant (Figure 3.15). L'antenne est fixée sur les supports à l'aide de ruban adhésif ou de ruban velcro.

3.3.1 Impédance

La Figure 3.16 montre les coefficients de réflexion mesurés en conditions plane et sous un rayon de courbure de 30 cm. Comme il peut être observé, les deux coefficients de réflexion sont similaires. De plus, dans les deux cas le seuil d'adaptation à -6 dB est atteint à 150 MHz. Nous pouvons conclure qu'une courbure prononcée selon l'axe x n'affecte pas l'adaptation de l'antenne une fois celle-ci placée sous le ballon. De plus, quelle que soit la zone où pourrait être placée l'antenne, le rayon de courbure n'atteindra jamais cette valeur de 30 cm.

3.3.2 Rayonnement, gain et ouverture à mi puissance

Les mesures de rayonnement sont effectuées dans une base champ proche SATIMO SG32. Les spécifications de cette base permettent d'évaluer les performances de rayonnement à partir de 800 MHz. Cependant nous pouvons évaluer l'allure des diagrammes de rayonnement à partir de 400 MHz mais sans validité des valeurs de gain.



FIGURE 3.15 – Les supports utilisés.

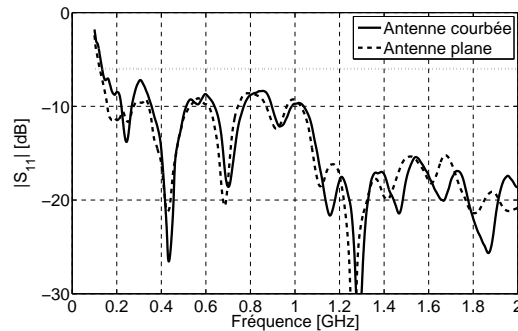


FIGURE 3.16 – Coefficients de réflexion mesurés en conditions plane et sous un rayon de courbure de 30 cm.

Les diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan E (xOy) sont présentés Figure 3.17 respectivement pour 0.4 GHz, 0.6 GHz, 0.8 GHz, 1 GHz, 1.5 GHz et 2 GHz sous conditions de l'antenne plane et courbée et comparés aux résultats de simulations. De bonnes similitudes peuvent être observées entre les résultats simulés et mesurés. De plus le comportement du rayonnement est très similaire entre condition plane ou courbée.

Les diagrammes de rayonnement normalisés dans le plan H (xOz) sont présentés Figure 3.18 pour les mêmes fréquences que précédemment et dans les mêmes conditions de mesure. Les résultats entre l'antenne en condition plane et courbe sont en accord avec la simulation pour le lobe principal. En revanche pour les lobes secondaires il y a des différences. Ces dernières sont principalement dues aux imperfections de réalisation vis-à-vis de la modélisation CST. Nous pouvons noter un dépointage du lobe principal dû à la courbure de l'antenne par rapport à l'antenne plane. Le dépointage est plus prépondérant dans le bas de la bande UHF car la partie rayonnante de l'antenne à ces fréquences subi une plus forte courbure. Il est clairement visible à la fréquence de 0.8 GHz.

Les polarisations croisées, non représentées sur les Figures 3.17 et 3.18 pour alléger les illustrations, sont en moyenne 20 dB plus faibles que les polarisations principales. Des représentations des diagrammes de rayonnement 3D simulés sont présentées Figure 3.19.

Les ouvertures à mi-puissance simulées, en condition plane et courbée, pour les plans (xOy) et (xOz) sont présentées Figure 3.20. Dans le plan (xOy) de 0.1 GHz jusqu'à 0.3 GHz les ouvertures à mi puissance sont supérieures aux spécifications. Ce phénomène est dû aux dimensions restreintes de l'antenne. De 0.3 GHz à 2 GHz les ouvertures à mi puissance sont voisines de 60° . Dans le plan (xOz), ces dernières décroissent en fonction de la fréquence pour

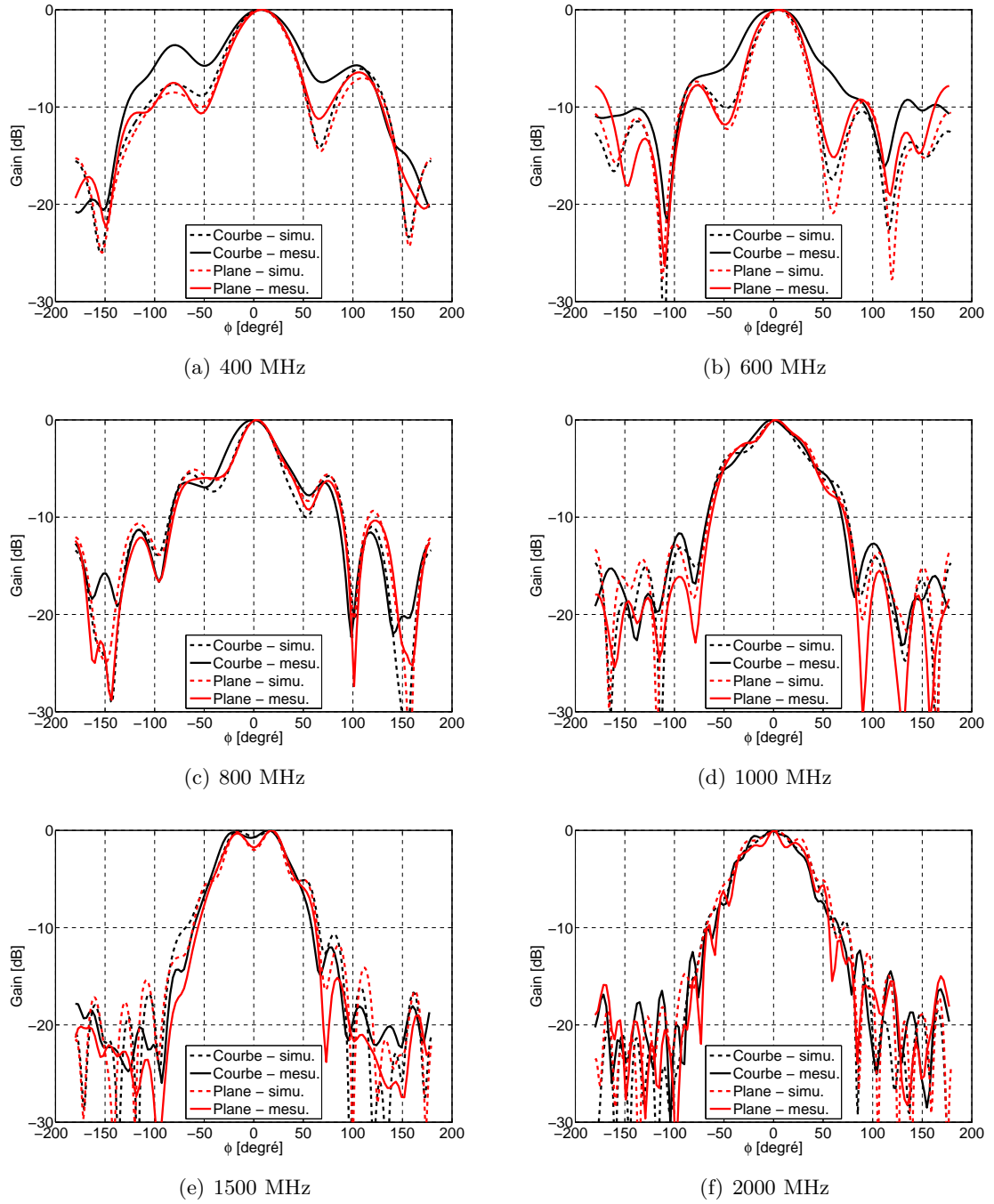
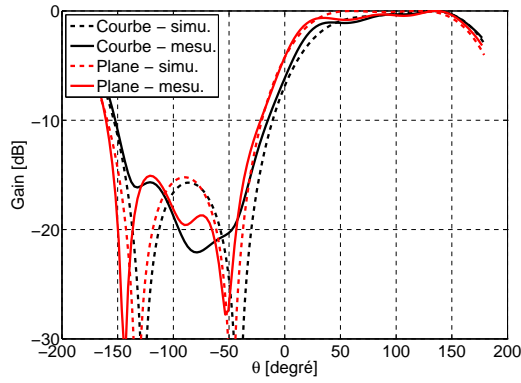
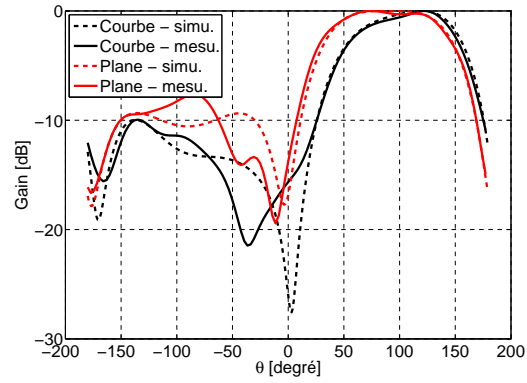


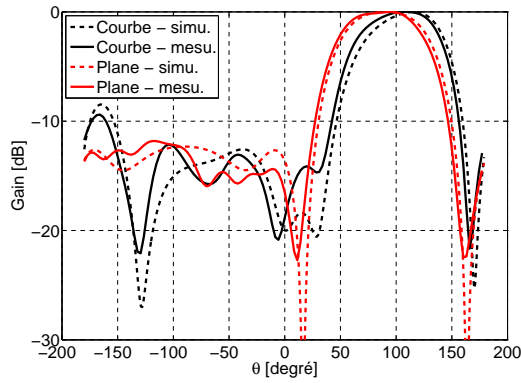
FIGURE 3.17 – Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés dans le plan E (xOy) pour l'antenne courbée et plane.



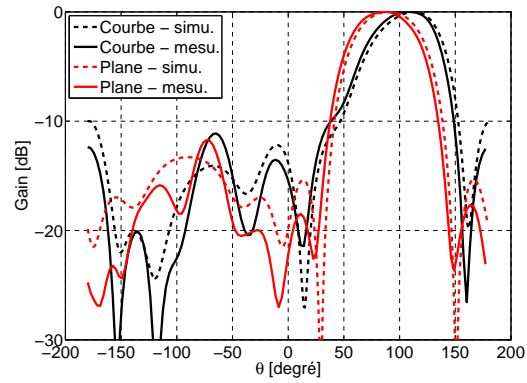
(a) 400 MHz



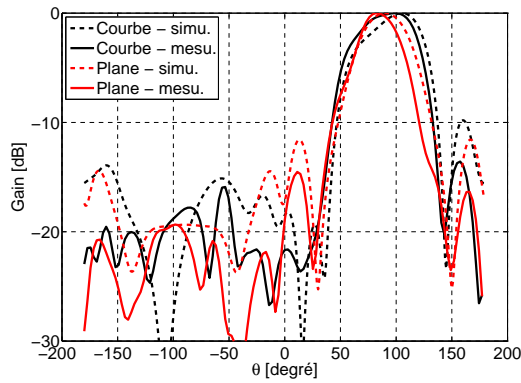
(b) 600 MHz



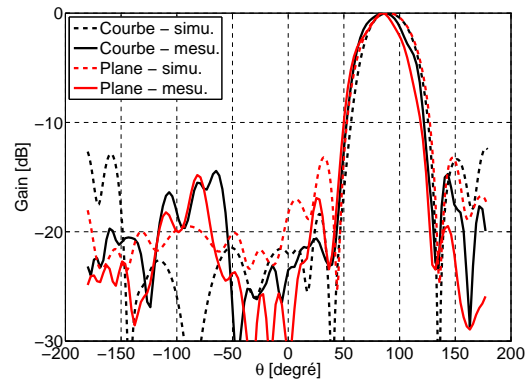
(c) 800 MHz



(d) 1000 MHz



(e) 1500 MHz



(f) 2000 MHz

FIGURE 3.18 – Diagrammes de rayonnement normalisés mesurés et simulés dans le plan E (xOz) pour l'antenne courbée et plane.

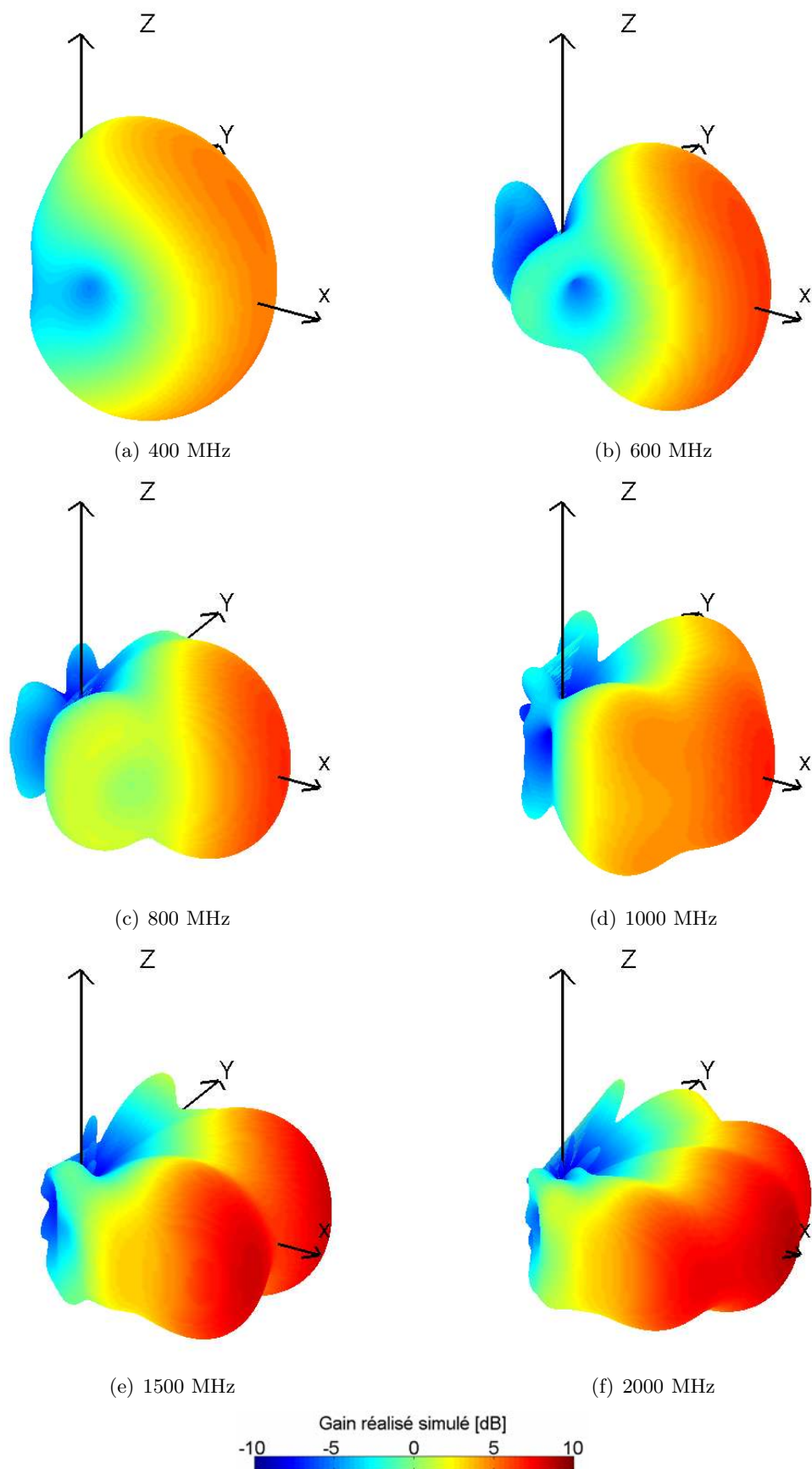


FIGURE 3.19 – Diagrammes de rayonnement 3D simulés de l'antenne plane.

atteindre 60° à partir de 1 GHz. Ces résultats sont accords avec [16] où l'on peut voir Figure 3.21 des ouvertures à mi-puissance de même allure.

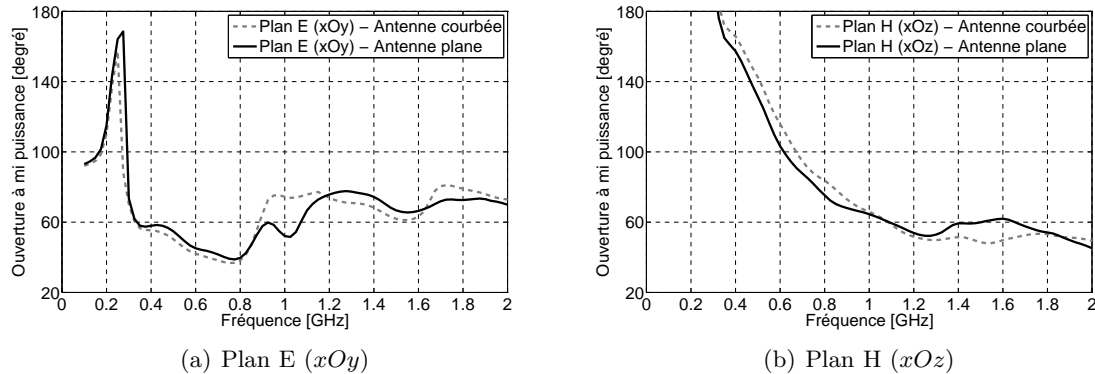


FIGURE 3.20 – Ouverture à mi-puissance simulée pour les plans E et H.

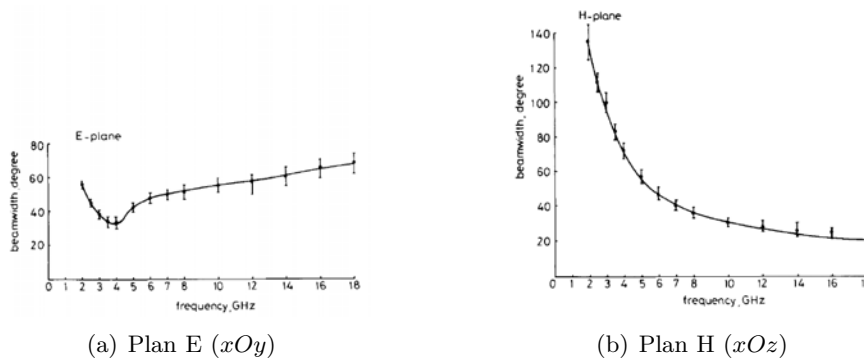


FIGURE 3.21 – Allure des ouvertures à mi-puissance d'une antenne Vivaldi antipodale [16].

Les ouvertures à mi-puissance mesurées dans le plan E (xOy), déduites des diagrammes de rayonnement, sont présentées Figure 3.22(a) et confrontées aux résultats de simulation. En raison des caractéristiques techniques de la base de mesure champ proche les valeurs mesurées débutent à 800 MHz. Les deux résultats de simulation sont similaires aux mesures exceptés entre 0.9 et 1.2 GHz où l'antenne courbée est plus directive.

Les gains maximum réalisés en fonction de la fréquence, dans le plan E (xOy) pour $\phi = 0^\circ$, déduites des diagrammes de rayonnement sont présentés Figure 3.22(b) et comparés aux valeurs simulées. La courbure de l'antenne n'affecte pas le gain, au contraire celui-ci est supérieur au cas où l'antenne est plane. Cependant le gain mesuré est plus faible que celui prédit par la modélisation.

3.4 Essai

3.4.1 Contexte de l'essai

Premièrement, nous nous sommes déplacés le 7 juin 2013 au camp de Versailles – Satory pour découvrir le ballon et ses équipements. Pour cette première phase le ballon est gonflé à l'air et reste donc à hauteur d'homme. Cette visite a permis de fixer définitivement l'implantation des antennes sous le ballon. L'essai du prototype complet est prévu pour les 26 et 27

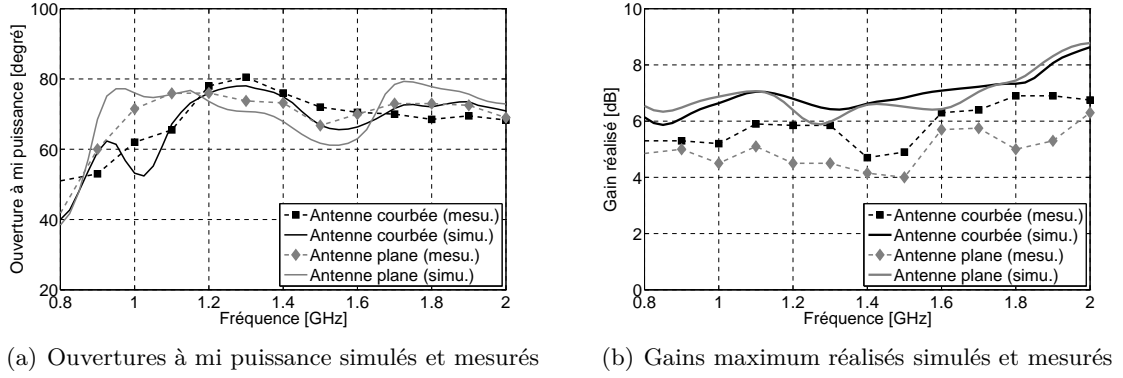


FIGURE 3.22 – Ouvertures à mi puissance et gains maximum réalisés et dans le plan E (xOy) pour l’antenne plane et l’antenne courbée ($R = 30$ cm).

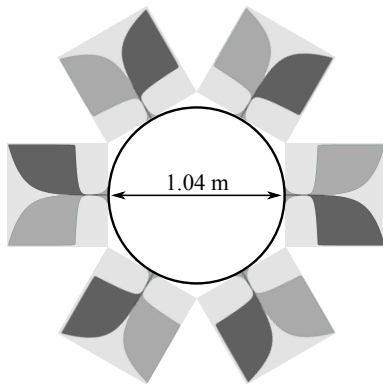
juin 2013 sur le camp militaire de Mourmelon près de Reims. La charge d’hélium du ballon est effectuée le soir du 26 juin. Il est maintenu au sol durant la nuit par des lests (Figure 3.23). Les premières heures de manipulation du lendemain sont consacrées à des tests de mise en altitude du ballon avec ses équipements et aux tracés de l’implantation des antennes puis de leur mise en place sous le ballon. Les tests en altitude de réception de signaux sont effectuées au cours de l’après-midi et de la soirée.



FIGURE 3.23 – Ballon gonflé à l’hélium maintenu par des lests.

3.4.2 Mise en place des antennes

Les antennes sont disposées de manière hexagonale sous le ballon comme illustré Figure 3.24(a). Cette disposition permet de ramener facilement l’ensemble des câbles coaxiaux qui raccordent les antennes au coupleur central. Aussi cette disposition permet de maintenir les antennes de manière quasi horizontales. Le cercle inscrit dans l’hexagone que forment les côtés de l’antenne contenant l’alimentation à un diamètre minimal de 1.04 m. La disposition réelle est présentée Figure 3.24(b). Les antennes sont fixées sur le ballon à l’aide de bande velcro. Dans le cas présenté, le diamètre du cercle inscrit est supérieur à 1.04 m afin d’éviter un chevauchement dû aux difficultés de traçage sur la ballon gonflée.



(a) Disposition hexagonales des six antennes



(b) Les six antennes en place sous le ballon

FIGURE 3.24 – Implantation des antennes sur le ballon.

Rigoureusement, les antennes ne sont pas horizontales mais légèrement inclinées du fait de la courbure du ballon. Le schéma de la Figure 3.25 illustre cette situation. Prenons l'exemple d'une antenne où son centre se trouve à $x = 0.9$ m. Créons une tangente au ballon passant par ce point, nous pouvons alors déterminer l'angle que fait cette tangente à l'aide de l'équation (3.9) où a est le coefficient directeur de la tangente. Ce dernier est déterminé en prenant deux coordonnées (x, y) à la surface de l'ellipse $\gamma(t)$ séparés d'une distance h tendant vers 0 ce qui vient à chercher la limite (3.10). La Figure 3.26(a) représente cet exemple.

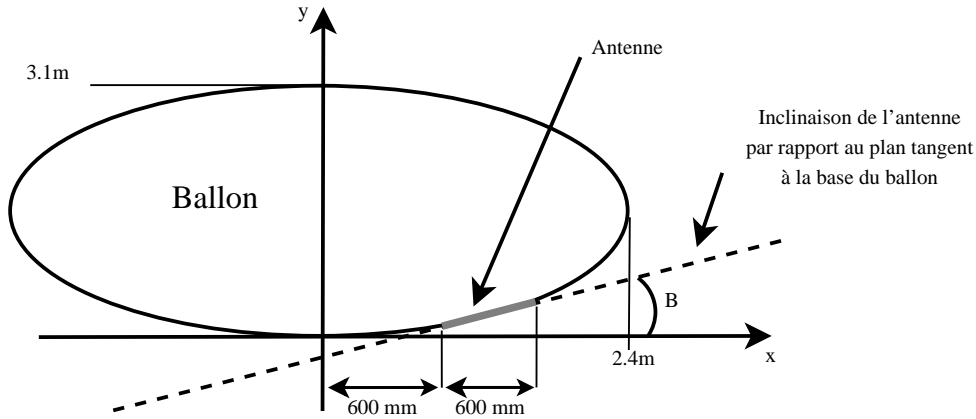


FIGURE 3.25 – Position de l'antenne sous le ballon.

L'angle β que forme la droite tangente à l'ellipse γ au point t est donné par :

$$\beta = \tan^{-1}(a) \quad (3.9)$$

Le coefficient directeur de la tangente est déterminé par :

$$a = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{R_a \sin(t+h) - \sin(t)}{R_b \cos(t+h) - \cos(t)} \quad (3.10)$$

Pour une position du centre de l'antenne à $x = 0.9$, l'angle formé par l'antenne avec le sol est d'environ 15° . Cet exemple est illustré Figure 3.26.

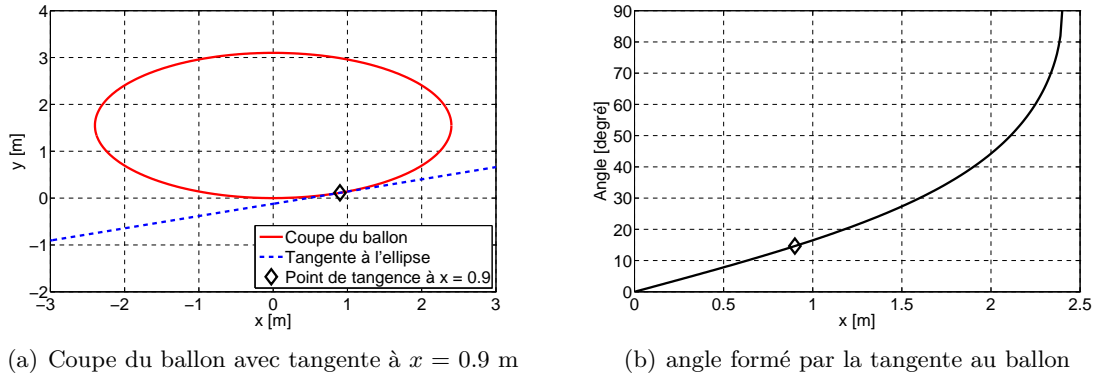


FIGURE 3.26 – Représentation en coupe du ballon avec sa tangente à $x = 0.9$ m et angle β formé par la tangente au ballon en fonction de la position x du centre de l'antenne.

Dans le cas d'une ouverture à mi puissance de 100° , une antenne inclinée de 15° par rapport au sol et située à une hauteur h de 100 m comme illustré sur le schéma Figure 3.27. Dans cette configuration la zone dite "aveugle" d de l'antenne est d'environ 140 m soit une distance faible devant les 10 km de l'objectif.

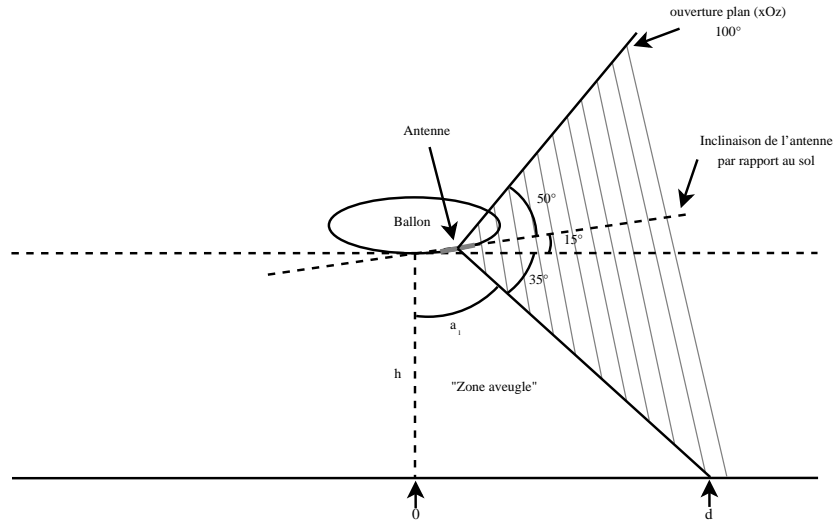


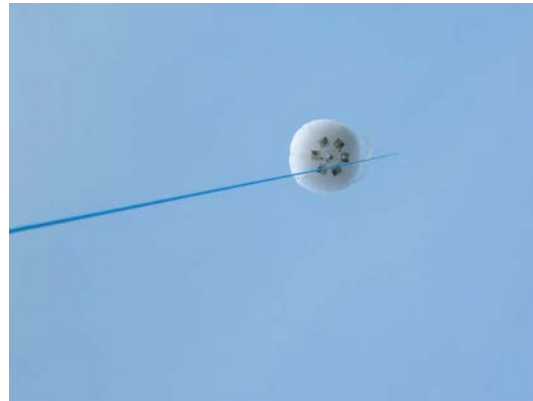
FIGURE 3.27 – Cas où l'alimentation des antennes est orientée vers le centre.

3.4.3 Signaux reçus

Le ballon muni de ses six antennes est élevé dans les airs. La camionnette qui permet de tracter la remorque de matériel est utilisée comme poste de commande. A bord, il est possible de sélectionner l'antenne sur laquelle nous souhaitons réceptionner les signaux. Une configuration permet aussi la sommation des signaux reçus pour faire du ballon une antenne quasi-omnidirectionnelle. Les photographies Figure 3.28 illustrent la manipulation. Les signaux reçus sont observés entre 75 MHz et 1 GHz sur un analyseur de spectre. Sur les spectres présentés Figures 3.28(e) et 3.28(e) nous pouvons distinguer nettement la bande FM, TV TNT (bande IV), 4G/LTE et GSM/UMTS. A l'aide d'un démodulateur polyvalent il était possible d'écouter la radio FM, les informations météo pour l'aviation, les discussions entre des pilotes d'avion et une tour de contrôle voisine...



(a) Vue globale du ballon en cours d'élévation



(b) Ballon observé depuis le sol



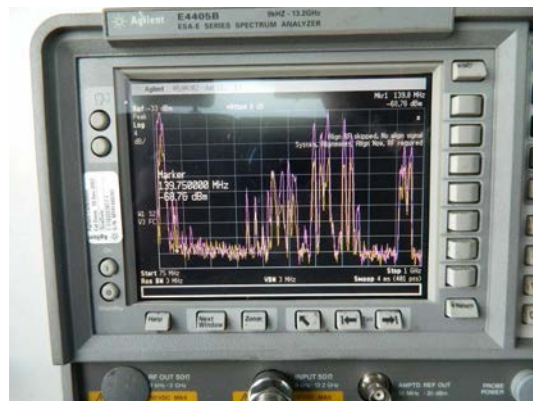
(c) Le ballon arrimé au poste de commande



(d) Intérieur du poste de commande



(e) Spectre reçu par une antenne seule



(f) Deux spectres reçus par deux antennes opposées (le spectre rose est en "hold")

FIGURE 3.28 – Photographies des manipulations.

3.5 Conclusion

Ce chapitre présente la conception et l'étude d'une antenne souple large bande et directive devant couvrir la bande $[150 - 900 \text{ MHz}]$ pour des applications militaires. Six exemplaires de cette antenne sont destinées à être plaquées sous un ballon gonflé à l'hélium pour réceptionner des signaux RF.

La topologie choisie pour réaliser l'antenne est celle d'une Vivaldi antipodale. Ce type d'antenne à l'avantage d'être de conception simple et peu sensible aux déformations. Le substrat souple sélectionné est un caoutchouc silicone d'une épaisseur de 1.5 mm dont les caractéristiques diélectriques ont été mesurées. L'ouverture exponentielle de l'antenne, responsable de l'effet large bande et directif, est décrite par des équations que nous avons détaillé. La taille finale de l'antenne est de $600 \times 600 \text{ mm}^2$.

Notre étude est menée entre 100 MHz et 2 GHz. Les simulations et les mesures ont montré que la bande passante n'était pas affectée par la courbure de l'antenne. Il en est de même pour le rayonnement même si un léger dépointage à basse fréquence est observé dans le plan H en condition courbée dû à la courbure de l'antenne. L'ouverture à mi puissance est voisine de 60° sauf en dessous de 350 MHz ou elle est plus élevée. Cependant ce phénomène reste conforme aux résultats issus de la littérature.

Les essais en conditions réelles se sont avérés concluant permettant de valider le bon fonctionnement de l'antenne.

CHAPITRE 4

Solutions d'antennes souples à 400 MHz de taille réduite

Sommaire

4.1	Introduction	68
4.2	Antenne fente quart d'onde sur feutrine	69
4.2.1	Description de la structure et simulation	69
4.2.2	Réalisations et mesures	71
4.3	Antenne PIFA avec capacité	73
4.3.1	Description et simulation	73
4.3.2	Modélisation et réalisation	74
4.4	Antennes IFA	76
4.4.1	Description	76
4.4.2	Etude paramétrique	77
4.4.3	Principe de fonctionnement	81
4.4.4	Antennes optimisées	82
4.4.4.1	Antenne avec grand plan de masse	82
4.4.4.2	Antenne avec petit plan de masse	84
4.4.5	Modification de l'alimentation	85
4.4.5.1	Explications	85
4.4.5.2	Antenne 401 MHz avec grand plan de masse	85
4.4.5.3	Antenne 466 MHz avec petit plan de masse	86
4.4.6	Ajout de coutures	89
4.4.7	Antenne courbée sur cylindre fantôme	91
4.4.8	Sélection simple de la fréquence de résonance	93
4.4.9	Antennes bi-fréquence half-duplex	94
4.4.9.1	Présentation	94
4.4.9.2	Méthode de conception	94
4.4.9.3	Antenne bi-fréquence avec plan de masse séparé	95
4.4.9.4	Antenne bi-fréquence avec plan de masse unique	96
4.4.9.5	Antenne bi-fréquence à un seul accès	97
4.5	Conclusion	99

4.1 Introduction

Le système ARGOS est un système mondial de localisation et de collecte de données par satellite. Les balises peuvent être installées sur un bateau, une bouée, une station météo dérivante, des animaux... Le nom ARGOS est un clin d'œil au géant Argos de la mythologie grecque. Il avait la particularité d'avoir cent yeux ; de fait il était impossible de tromper sa vigilance. C'est en 1978 qu'est né le système, fruit d'une coopération entre le CNES, la NASA et la NOAA (Agence américaine d'étude de l'atmosphère et de l'océan). Son utilisation initiale fut la géo-localisation scientifique et la sécurité en mer, pour le suivi des courses de voiliers ou le repérage de naufragés. Ensuite, il a très rapidement migré dans une application uniquement scientifique, l'étude et la protection de l'environnement ; le système COSPAS-SARSAT, dérivé d'ARGOS, a pris le relais de la sécurité maritime et terrestre des personnes. En 1986, le CNES crée CLS, une filiale dont le but est d'exploiter, entretenir et commercialiser le système.

Le système ARGOS est basé sur l'effet Doppler-Fizeau. Le signal servant à la géo-localisation émet à $401.650 \text{ MHz} \pm 30 \text{ kHz}$ avec une période de répétition allant de 90 à 200 secondes. Cette fréquence doit être très stable afin de mesurer avec précision le décalage fréquentiel au niveau du récepteur, un satellite en mouvement. Actuellement, une constellation de six satellites, à 580 km d'altitude, embarque des instruments pour réceptionner les signaux issus des balises. Les messages reçus contiennent un identifiant voire des données. Toutes les informations réceptionnées sont stockées puis renvoyées vers une station terrestre dès qu'elle se trouve en visibilité. Au final, les données sont analysées au centre de traitement de Washington ou de Toulouse. Là-bas, des algorithmes de traitement utilisent deux signaux successifs, ou plus, et une carte d'altitude de terrain pour déterminer la position des balises au sol [108].

Sur les balises actuelles, l'antenne est typiquement un monopole quart d'onde ou un fouet. Deux exemples de balises sont présentées Figure 4.1. Quelques publications, comme les travaux de Serra *et al.* [109] pour COSPAS-SARSAT, explorent le thème de l'intégration d'antenne dans des vêtements aux fréquences ARGOS. Toutefois, à notre connaissance, il n'existe pas encore de système complètement intégré, c'est-à-dire une balise ARGOS extrêmement fine et souple, qui pourrait éventuellement se dissimuler dans une veste militaire, un gilet de sauvetage ou encore à la surface d'un canot pneumatique. Le but du projet serait de trouver une solution qui permettrait de réaliser cette balise de manière souple et compacte.

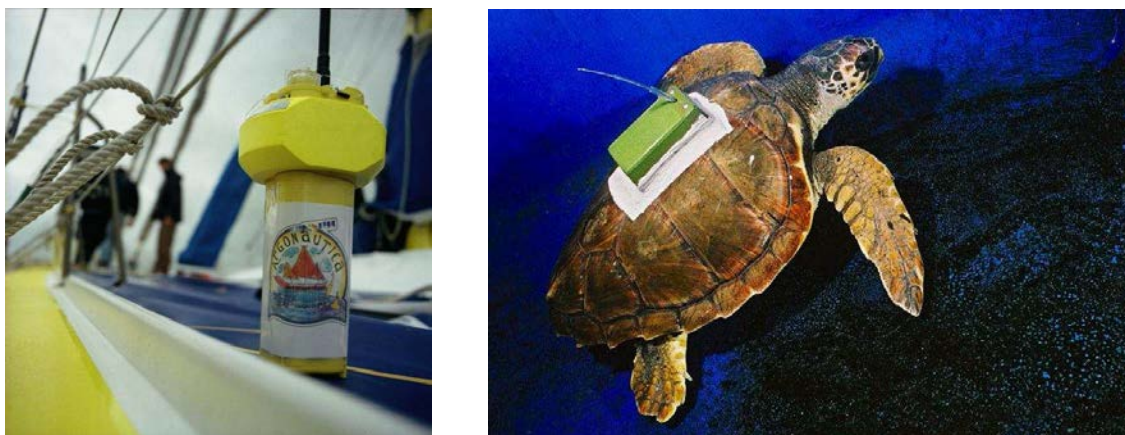


FIGURE 4.1 – Exemples de balises ARGOS [108].

Les compétences de la société Syrlinks en matière de développement balises de taille réduite [110] font qu'elle est en charge de la conception du système électronique de la balise ARGOS miniature. Le laboratoire IETR fournit son expertise dans la conception d'antennes.

Le CNES propose un cahier des charges dont les contraintes peuvent être revues en cours de projet. L'antenne pour ARGOS doit être fine et souple. La bande de fréquence imposée pour la voie Tx est [399.9 MHz – 401.69 MHz] soit une bande passante de 0.45%. Il est également demandé de proposer une antenne bi-fréquence avec une bande passante pour une voie Rx [464.9875 MHz – 466.9875 MHz] soit 0.43%. Les diagrammes de rayonnement souhaités sont ceux du monopole quart d'onde avec un objectif de gain maximal de 2 dBi. L'encombrement souhaité est de $10 \times 10 \text{ cm}^2$ avec un objectif final de $5 \times 5 \text{ cm}^2$. Cependant, compte tenu de la longueur d'onde de 75 cm à 401 MHz, il est quasiment impossible d'atteindre les dimensions désirées en ayant un gain significatif (limite de Chu). Pour cette raison, la contrainte sur les dimensions a été relâchée.

Dans ce chapitre nous proposons diverses antennes susceptibles de répondre au cahier des charges. La première antenne étudiée est une fente quart d'onde méandree, inscrite dans un plan de masse carré de 10 cm de côté, sur un substrat en feutrine. La seconde antenne est une PIFA dont la fente rayonnante est fermée par une capacité. Cette capacité est créée par une plaque métallique en regard avec le plan de masse. Elle permet de créer une longueur électrique et ainsi raccourcir la longueur physique de l'antenne. La dernière antenne étudiée est une IFA utilisant un substrat souple.

Cette antenne IFA est étudiée en détail ce qui nous permet de réaliser un abaque pour la dimensionner afin qu'elle résonne à une fréquence souhaitée. L'antenne est déclinée en plusieurs versions (401 MHz, 466 MHz, deux tailles de plan de masse...) et progressivement améliorée dans le but de la rendre robuste. Enfin une version bi-fréquence half-duplex est présentée avec une possibilité à un seul accès.

4.2 Antenne fente quart d'onde sur feutrine

4.2.1 Description de la structure et simulation

La fréquence de résonance désirée est 401 MHz soit $\lambda_0 = 75 \text{ mm}$. Nous fixons une contrainte maximale de la taille globale de l'antenne à $100 \times 100 \text{ mm}^2$ soit $ka = 1.2 > 1$. Nous nous plaçons juste au dessus du seuil des antennes électriquement petites que nous ne souhaitons pas atteindre. A première vue le concept le plus simple à réaliser serait un dipôle ou monopole planaire. Aussi l'antenne fente est un moyen simple d'obtenir les mêmes propriétés qu'une antenne dipôle grâce au principe de Babinet (c'est une dipôle magnétique). L'avantage majeur de l'antenne fente est sa simplicité de conception car elle ne requiert pas de *balun*, elle est directement alimentée par couplage avec une ligne micro-ruban. Afin de réduire l'encombrement de la fente elle peut être réduite à un quart d'onde si elle possède une extrémité ouverte. Dans ce cas, une fréquence de résonance théorique f_0 est obtenue avec $L_{fente} = \lambda_0/4$ [111]. L'impédance Z_s d'une fente est rapellée :

$$Z_s = \frac{\eta_0^2}{4Z_a} \quad (4.1)$$

où Z_s est l'impédance de la fente, Z_a l'impédance du dipôle équivalent et η_0 l'impédance du vide. Prenons l'impédance d'un dipôle $\lambda/2$ de 73Ω , il vient tout de suite que l'impédance de la fente est élevée : dans ce cas-ci, 486Ω . L'adaptation est donc délicate depuis le centre de la fente si l'on veut ramener 50Ω au connecteur. De plus, Y. YOSHIMURA [112] démontre que

l'adaptation se fait de façon empirique. Il teste différents paramètres de ligne d'alimentation afin d'obtenir, par mesure, le coefficient de réflexion le plus bas. Des analyses théoriques ont cependant été menées, comme celle de DAS et JOSHI [113], corrigées par POZAR [114], mais la majeure partie de ces cas traite de configurations simples, ce qui est rarement le cas dans la pratique. La taille du plan de masse, le méandrage de la fente voire sa forme générale, sont autant de paramètres à prendre en compte, ce qui devient difficile à traiter de manière analytique.

Le matériau employé pour cette antenne est une feutrine de 1 mm d'épaisseur et de permittivité 1.6 (Les caractéristiques diélectriques de la feutrine ont été caractérisées dans la Partie 2.3). Initialement, nous avons fait ce choix car la feutrine est souple, légère et fût étudiée à l'IETR durant les travaux de MANTASH [106]. Dans un but de miniaturisation nous mettons en oeuvre une fente quart d'onde. La fréquence de résonance visée est 406 MHz soit $\lambda_0/4 = 19$ mm. Par conséquent la fente doit être méandrée pour rentrer dans le gabarit. Nous adoptons une forme voisine du S pour le méandre. Deux méthodes d'alimentation sont étudiées pour lesquelles la forme et la longueur de 150 mm ($\lambda_0/4$) de la fente sont inchangées. La première méthode d'alimentation est un transformateur quart d'onde qui alimente la fente par son milieu grâce à une ligne fine (impédance caractéristique élevée). La seconde méthode emploie une ligne microruban 50 Ω qui alimente la fente près de l'extrémité fermée, zone où l'impédance est plus basse, voisine de 50 Ω . Les antennes sont optimisées avec *CST Microwave Studio*. Elles sont présentées Figure 4.2.

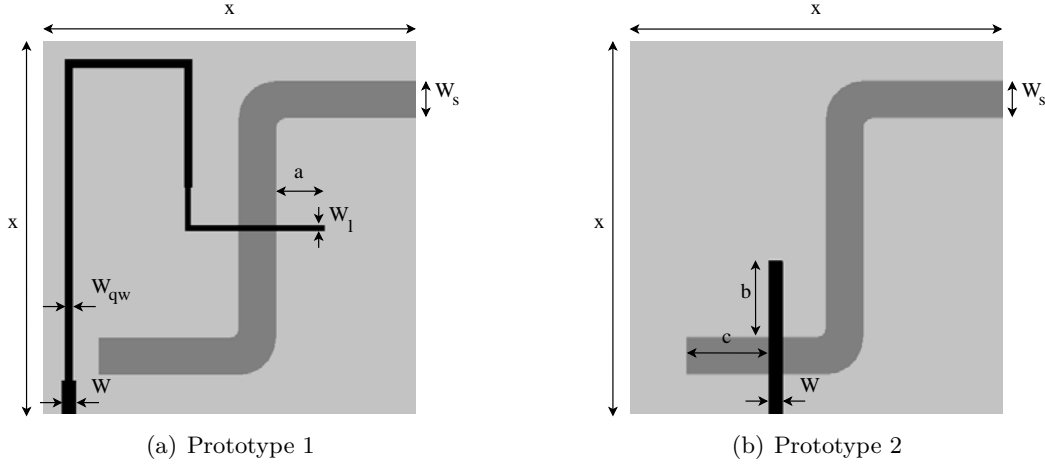


FIGURE 4.2 – Antennes fentes. (a) Alimentation par transformateur quart d'onde. (b) Alimentation par ligne microruban 50 Ω . $W = 3.7$ mm, $W_l = 1$ mm, $W_s = 10$ mm, $W_{qw} = 2.1$ mm, $a = 13$ mm, $b = 20.4$ mm and $c = 22.2$ mm.

Sur le prototype 1, afin de permettre un couplage efficace ligne – fente, la terminaison de la ligne doit être très fine. Cependant pour des considérations de réalisation sa largeur W_l est limitée à 1 mm, soit 105 Ω . La largeur de la ligne d'entrée 50 Ω est $W = 3.7$ mm. L'impédance caractéristique du transformateur quart d'onde est 72.5 Ω et sa longueur (≈ 150 mm) est réajustée empiriquement à cause de l'impact des coudes de la ligne. La longueur optimale a de la pénétration du stub est également ajustée par simulations successives.

L'alimentation du prototype 2 est faite par une simple ligne micro-ruban 50 Ω . La position c et la pénétration b sont optimisées à l'aide de *CST Microwave Studio*.

4.2.2 Réalisations et mesures

Le substrat des antennes est de la feutrine commune de 1 mm d'épaisseur. Les parties conductrices, réalisées avec du *ShielditTM Super*, sont collées sur la feutrine grâce à une colle active à chaud. Les antennes réalisées sont visibles Figure 4.3.

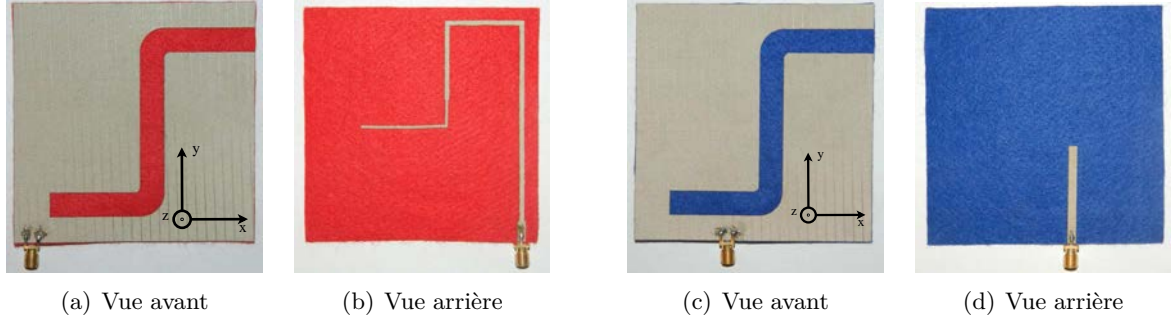


FIGURE 4.3 – Antennes fentes réalisées. (a) et (b) Alimentation par transformateur quart d'onde. (c) et (d) Alimentation par ligne microruban 50Ω.

Les amplitudes du coefficient de réflexion mesurées et simulées pour les deux prototypes sont présentées Figure 4.4. Les principaux résultats sont résumés dans le tableau 4.1.

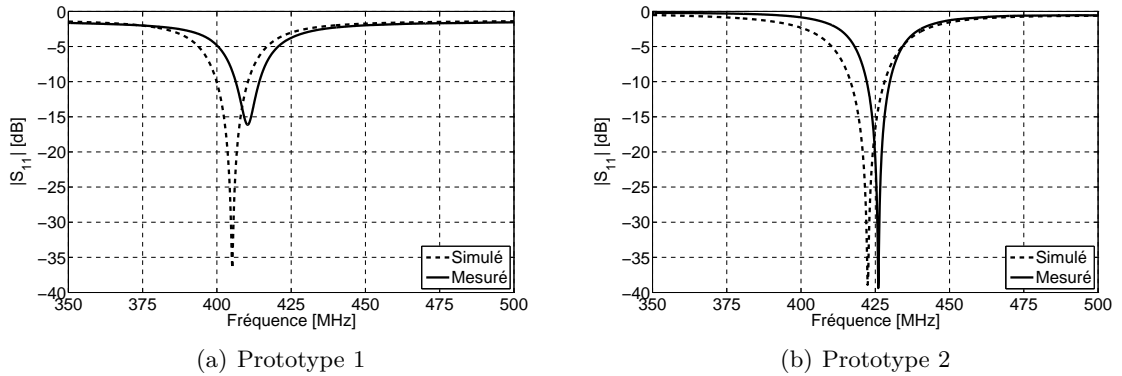


FIGURE 4.4 – Coefficients de réflexion simulés et mesurés pour les deux prototypes.

TABEAU 4.1 – Résultats simulés et mesurés pour les deux prototypes.

	Transformateur quart d'onde		Microruban 50Ω	
	f_r [MHz]	BP [MHz]	f_r (MHz)	BP [MHz]
Simulée	406	10.4 (2.6%)	422	11.4, (2.7%)
Mesurée	410	7.9, (1.9%)	426	7.8, (1.8%)

Pour la configuration 1 les fréquences de résonance sont en bon accord. La fréquence expérimentale est de 410 MHz quand celle issue de la simulation est de 406 MHz. Cependant les niveaux d'adaptation sont différents. Nous pouvons attribuer ce défaut à la difficulté de répliquer l'alimentation modélisée sur *CST* sur le feutrine. Aussi, à cause des pertes dans le matériau, l'amplitude du coefficient de réflexion est toujours inférieure à -2 dB (une partie de l'énergie est dissipée dans le matériau sur le chemin du transformateur quart d'onde).

Pour la configuration 2, les résultats de mesure et de simulation sont en bon accord. Toutefois nous pouvons noter que la fréquence de résonance est plus élevée que sur la configuration 1. Ici elle est mesurée à 426 MHz (422 MHz en simulation). Il n'y a pas de perte d'énergie, contrairement à l'autre prototype.

Les mesures de rayonnement sont effectuées au CNES à Toulouse dans la BCMA (Base Compacte de Mesure d'Antenne, voir Annexe D). Seule l'antenne alimentée par une ligne microruban 50Ω (prototype 2) est caractérisée en rayonnement. Comme l'antenne rayonne dans les deux directions, nous plaquons l'antenne sur un espaceur de 24 mm en mousse Rohacell pour limiter l'impact de l'assiette métallique du mât de mesure. Les diagrammes de rayonnement sont présentés Figure 4.5 pour des plans de coupe à $\phi = 0^\circ$, 90° et 135° . Le gain maximal réalisé est de -3.9 dB et l'efficacité de 61 %. Les résultats de mesure présentent l'allure de ceux obtenus en simulation. En revanche les mêmes niveaux ne sont pas retrouvés. En premier nous pouvons incriminer les pertes dans le matériau pour expliquer le défaut de gain mesuré. En second nous émettons l'hypothèse que le support maintenant l'antenne n'était pas suffisamment espacé du mât, ce qui perturbe la mesure. Enfin l'antenne est très petite vis-à-vis du volume de la chambre, ce qui rend délicat l'ajustement du centre de phase.

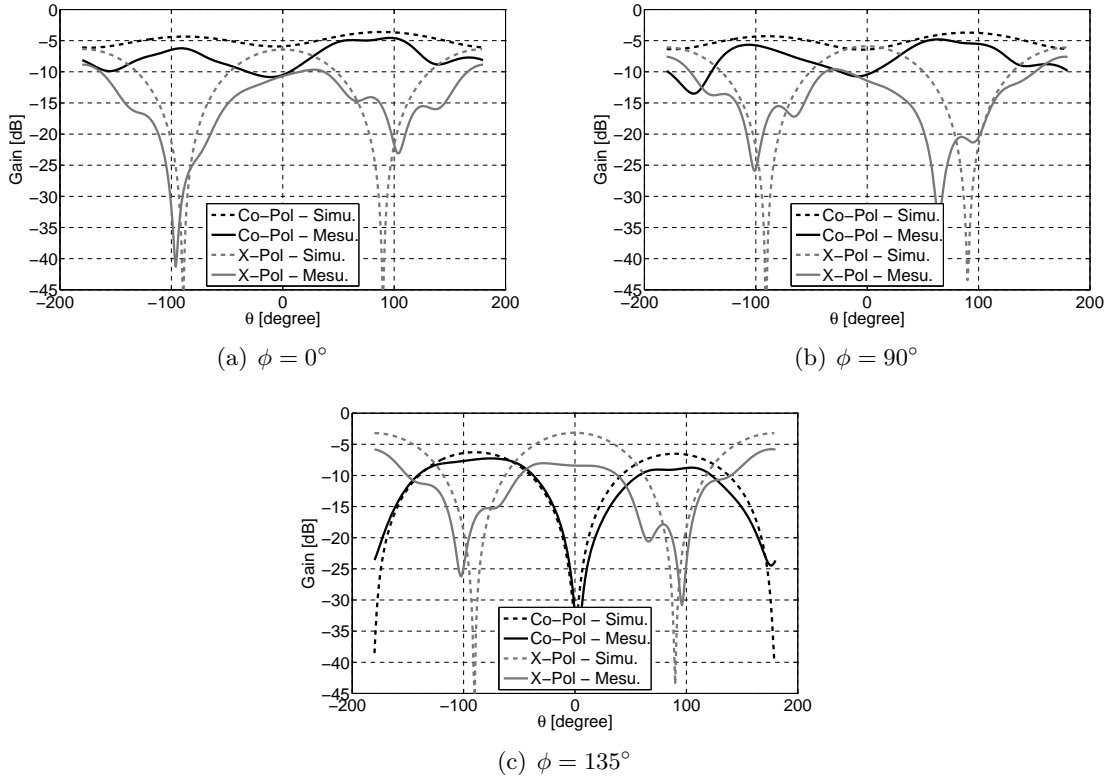


FIGURE 4.5 – Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés à $f = 426$ MHz.

Ces antennes sont très compactes et légères mais souffrent de pertes trop importantes dans le substrat. De plus, le substrat en feutrine reste un matériau fragile qui aurait du mal à supporter un environnement hostile. Aussi, la bande passante nous semble trop réduite pour palier d'éventuels décalages de la bande passante. Le rayonnement bidirectionnel reste également un problème.

4.3 Antenne PIFA avec capacité

4.3.1 Description et simulation

Suite à l'étude de l'antenne précédente, nous abandonnons les matériaux fragiles de type feutrine dans la conception de cette future antenne. L'antenne que nous proposons est une *Planar Inverted-F Antenna* (PIFA) classique dont la fente (ouverture) rayonnante est fermée par une plaque métallique en regard avec le plan de masse qui peut s'apparenter à une capacité. L'antenne est schématisée sur la vue en coupe Figure 4.6. La flèche en pointillé symbolise la sonde d'alimentation. La conception est inspirée des travaux décrits dans [37]. La capacité créée permet d'allonger la longueur électrique de l'antenne. Ainsi la PIFA finale a des dimensions d'autant plus petites que la capacité est grande.

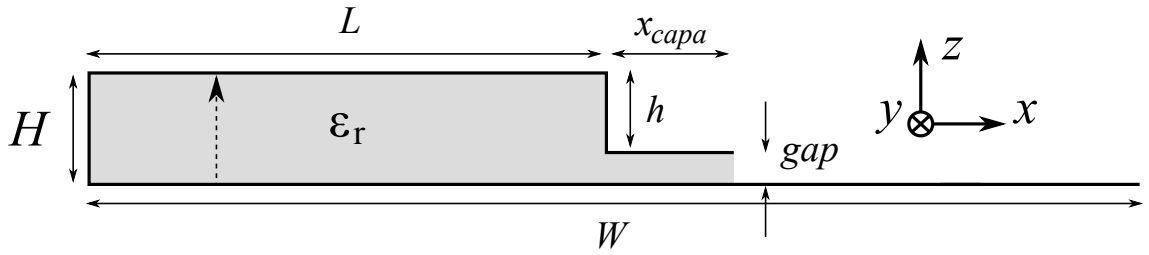


FIGURE 4.6 – Vue en coupe de l'antenne PIFA.

Le matériau choisi comme substrat est une mousse Rohacell. Celle-ci est facilement utilisable et présente peu de pertes. L'antenne finale modélisée sur *CST Microwave Studio* prend en considération le connecteur ainsi que le support en mousse Rohacell qui assure une rigidité à l'antenne (Figure 4.7). Le prototype réalisé est présenté Figure 4.8 et ses dimensions dans le Tableau 4.2. Les dimensions totales de l'antenne sont $200 \times 75 \times 12 \text{ mm}^3$ soit $0.27 \times 0.1 \times 0.016 \lambda_0^3$. Ces dimensions prennent en compte la taille totale du plan de masse. Ce plan de masse ne peut être réduit qu'au détriment de la bande passante et de l'adaptation. Il est le pendant du plan de masse d'une antenne patch.

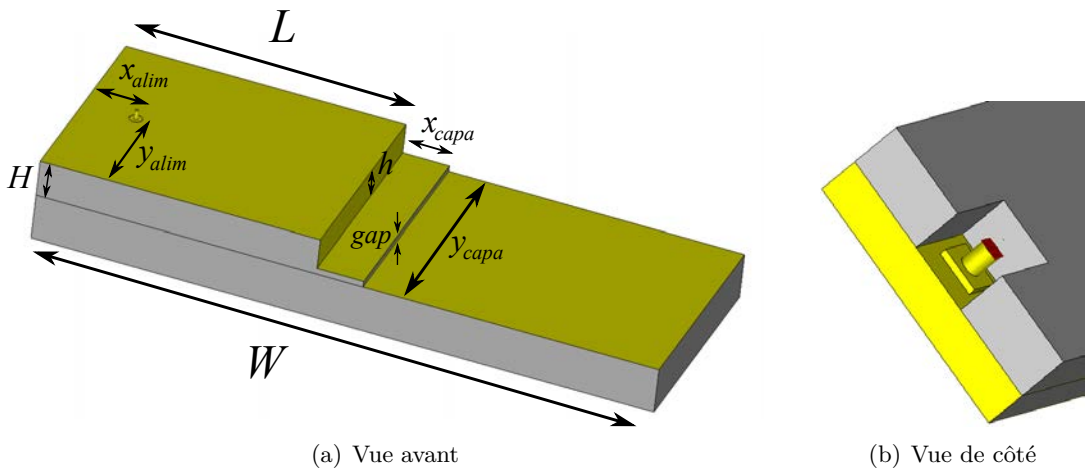


FIGURE 4.7 – Modélisation CST de l'antenne PIFA avec capacité.

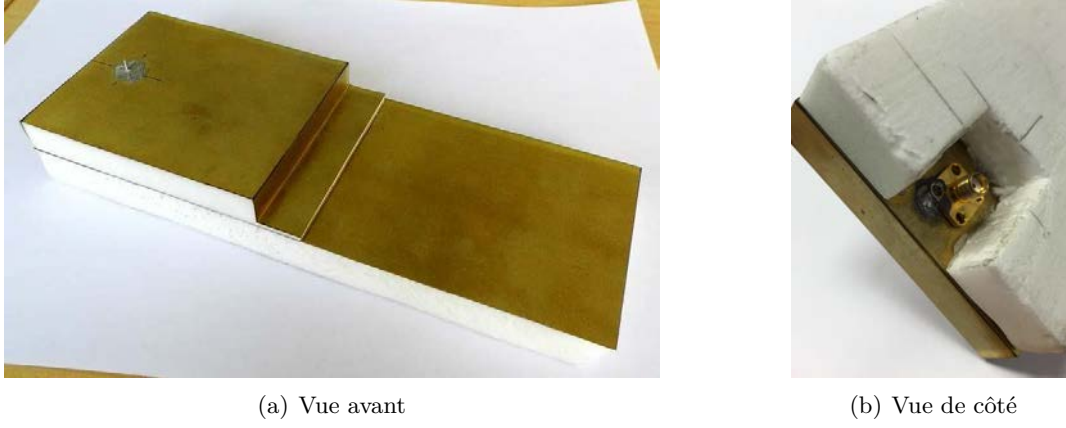


FIGURE 4.8 – Photographie de l'antenne PIFA avec capacité réalisée.

TABLEAU 4.2 – Dimensions de l'antenne PIFA avec capacité.

W	20 mm	H	12 mm
gap	2 mm	h	10 mm
x_{capa}	15 mm	y_{capa}	75 mm
x_{alim}	17 mm	y_{alim}	32.5 mm
L	90 mm		

La fréquence de résonance simulée est de 395 MHz et la bande passante est de 5 MHz (1.3%). La fréquence de résonance mesurée est de 385 MHz soit 2.5% inférieure à celle prédite et la bande passante est de 6.4 MHz (1.7%). Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont présentés Figure 4.9.

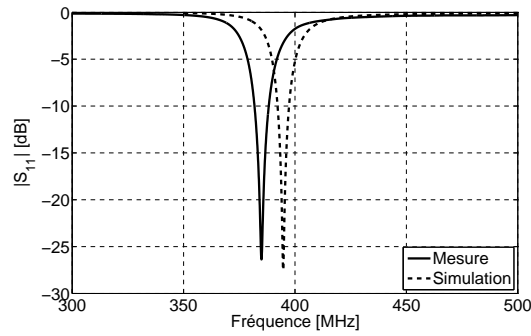


FIGURE 4.9 – Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne PIFA avec capacité.

4.3.2 Modélisation et réalisation

Pour modéliser l'effet capacitif créé par la plaque qui ferme l'ouverture de l'antenne nous reprenons le modèle présenté dans [115]. Nous cherchons à estimer la capacité C_{eq} créée au niveau de l'ouverture puis la comparons à la formule classique (4.4) de deux plaques séparées par un diélectrique donnant la capacité analytique C_a .

$$C_a = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{x_{capa} y_{capa}}{gap} \quad (4.2)$$

Considérons qu'à la résonance la longueur totale de la PIFA soit de $\lambda_g/4$, nous avons alors

$$\lambda_g/4 = H + L + h + L_c \quad (4.3)$$

où L_c est la longueur électrique créée par la capacité C_{eq} qui peut être évaluée par :

$$C_{eq} = \frac{L_c}{Z_0 \nu} \quad (4.4)$$

avec ν la vitesse de propagation dans le matériau. Deux études paramétriques ont été menées en utilisant l'antenne de référence. La première étude fait varier gap de 5 à 2 mm, la deuxième x_{capa} de 11 à 17 mm. Le Tableau 4.3 présente les valeurs calculées de C_{eq} et C_a en fonction de la fréquence de résonance de l'antenne. Une représentation graphique est visible Figure 4.10. L'estimation est correcte entre 420 et 510 MHz. En revanche les résultats divergent en dessous de 420 MHz pour atteindre une erreur de 16% entre la valeur de la capacité analytique C_a et celle estimée C_{eq} pour $x_{capa} = 17$ mm. Remarquons également que la variation de gap permet de faire varier la fréquence résonance sur un plus large spectre.

TABEAU 4.3 – Dimensions de l'antenne PIFA avec capacité.

gap	f_o	L_c	C_{eq}	C_a
2 mm	397 MHz	68.0 mm	4.76 pF	5.48 pF
3 mm	438 MHz	52.2 mm	3.65 pF	3.65 pF
4 mm	477 MHz	39.8 mm	2.79 pF	2.74 pF
5 mm	510 MHz	31.1 mm	2.18 pF	2.19 pF
x_{capa}				
11 mm	424 MHz	56.3 mm	3.94 pF	4.02 pF
13 mm	410 MHz	62.3 mm	4.36 pF	4.75 pF
15 mm	397 MHz	68.0 mm	4.76 pF	5.49 pF
17 mm	384 MHz	74.1 mm	5.18 pF	6.21 pF

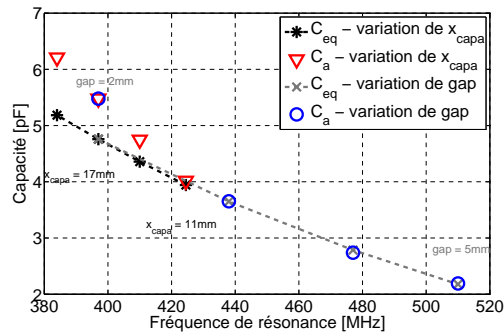


FIGURE 4.10 – Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne PIFA avec capacité.

Nous pourrions abaisser ou réduire la taille de l'antenne en plaçant un diélectrique avec une plus forte permittivité entre les deux plaques créant la capacité, engendrant ainsi une capacité plus élevée. Le corollaire de cette action est une réduction de la bande passante

l'antenne rentrant alors dans le domaine des AEP. De plus, si le substrat a des pertes élevées, une partie de l'énergie sera dissipée dans la capacité entraînant une chute importante de l'efficacité de l'antenne. L'introduction de fente sur le dessus de l'IFA permettrait d'abaisser également la fréquence de résonance.

Cette antenne est écartée de notre recherche car il est très difficile de trouver un substrat souple présentant peu de pertes.

4.4 Antennes IFA

4.4.1 Description

Les deux derniers prototypes d'antenne ont permis une miniaturisation de leur taille mais cela a inévitablement entraîné la réduction de leur bande passante. Il sera difficile voire impossible de satisfaire la contrainte de taille fixée par le cahier des charges. Nous faisons le choix de relâcher cette contrainte d'encombrement et de nous orienter vers une antenne de type *printed Inverted F Antenna* (IFA) que nous nommerons dans la suite de ce manuscrit IFA. Elle présente de nombreux avantages :

- Elle est plus facile à adapter qu'un monopole.
- Elle prend moins de surface à bande passante identique qu'un monopole.
- Elle permet d'avoir une bande passante correcte.
- Elle est facile à accorder en fréquence.

L'utilisation de cette nouvelle antenne permettra aussi d'avoir une bande passante plus large et ainsi d'anticiper les décalages de fréquence de résonance liés à la fabrication, d'anticiper les modifications d'environnement autour de l'antenne et surtout d'anticiper son accouplement avec une surface réfléchissante si son rayonnement arrière est pénalisant.

Le schéma de base de l'antenne IFA est illustré Figure 4.11. Le substrat utilisé, d'épaisseur 1.5 mm, est le caoutchouc silicone RS1 caractérisé dans le Chapitre 2.3. Les parties conductrices sont du *ShielditTM Super* adhésif. La conception de l'antenne est conventionnelle. Elle est alimentée par une ligne microruban qui va ensuite exciter un brin rayonnant court-circuité. Le court circuit est effectué à l'aide d'un via traversant.

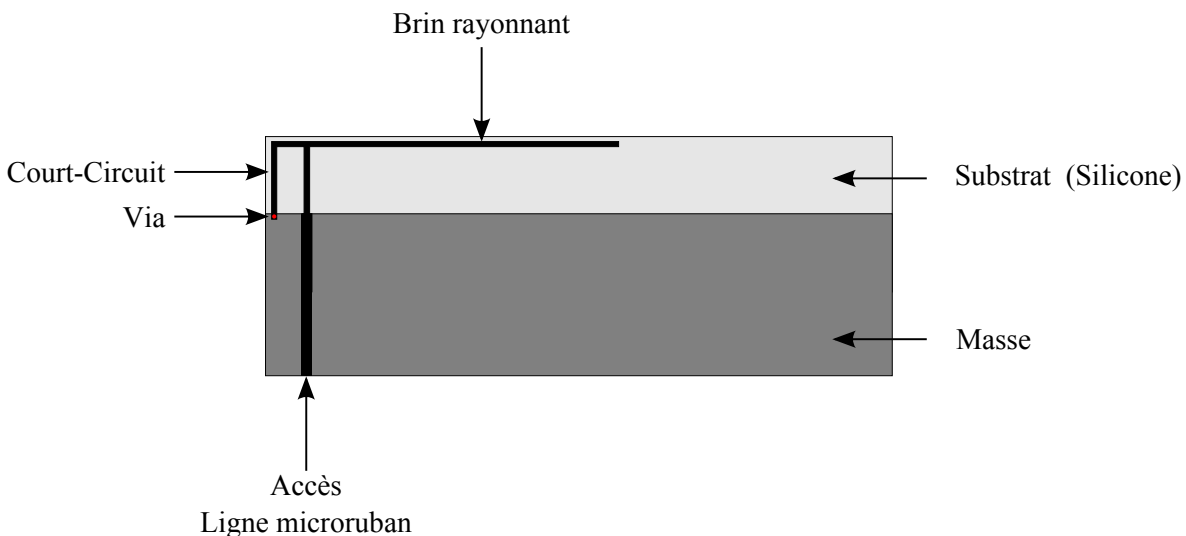


FIGURE 4.11 – Schéma de l'antenne IFA proposée.

4.4.2 Etude paramétrique

Une étude paramétrique sur le coefficient de réflexion est menée sur les paramètres W_1 , W_2 , L_1 , L_2 , d , L_{pdm} et W_{pdm} explicitée Figure 4.12. Les simulations sont effectuées sous *CST Microwave Studio* en utilisant un port d'alimentation de type *WavePort* et le solveur temporel avec *Adaptive Mesh Refinement* ($\Delta S = 0.04$ et $\text{Accuracy} = -50$ dB). Les valeurs des paramètres de référence sont données dans le Tableau 4.4.

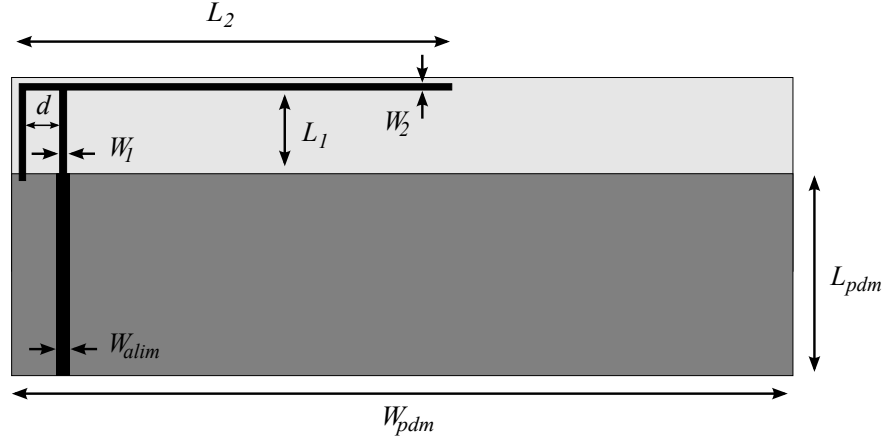


FIGURE 4.12 – Géométrie de référence de l'antenne IFA.

TABEAU 4.4 – Dimensions de l'antenne IFA de référence.

W_1	2 mm	d	9.5 mm
W_2	2 mm	W_{alim}	4 mm
L_1	26 mm	W_{pdm}	240 mm
L_2	137 mm	L_{pdm}	70 mm

Influence de W_1 et W_2 L'influence des largeurs W_1 et W_2 est présentée sur les Figures 4.13 et 4.14. Quelles que soient les largeurs W_1 et W_2 , la fréquence de résonance reste la même. Ces paramètres n'influencent donc pas la fréquence de résonance. La largeur W_1 de l'alimentation n'altère pas de manière significative l'adaptation. En revanche, pour la largeur W_2 du brin rayonnant si elle est supérieure à 3 mm l'adaptation devient moins bonne.

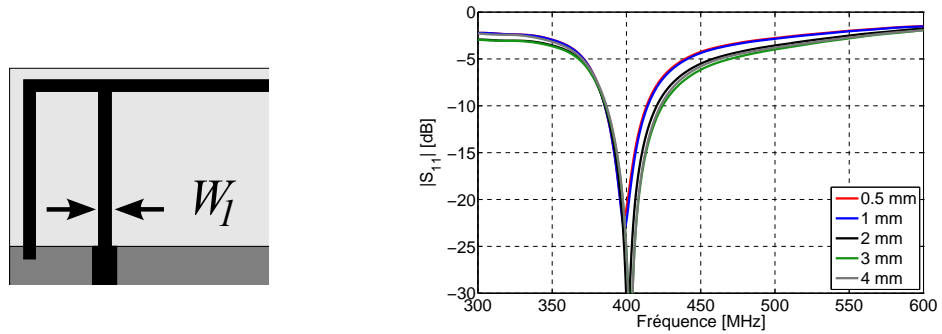
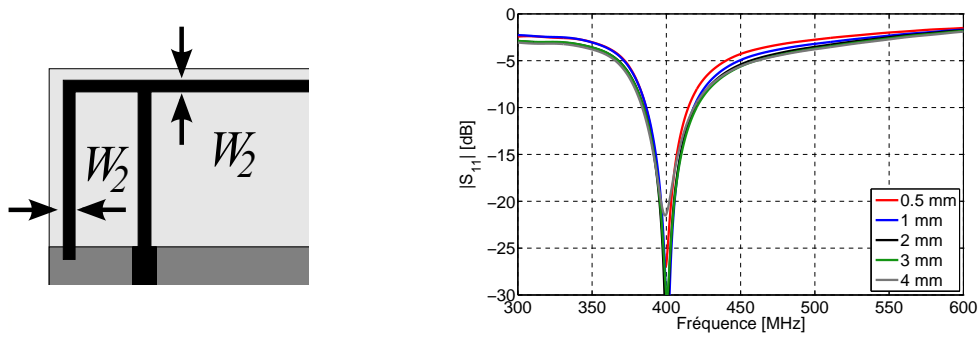
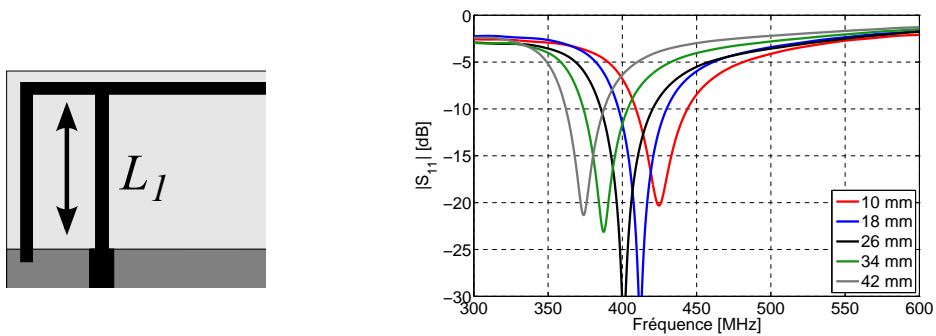
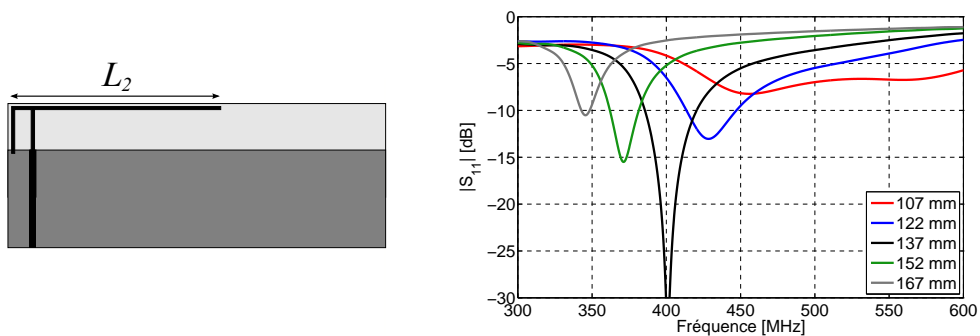


FIGURE 4.13 – Influence de W_1 sur le coefficient de réflexion.

FIGURE 4.14 – Influence de W_2 sur le coefficient de réflexion.

Influence de L_1 et L_2 L'influence des longueurs L_1 et L_2 est présentée sur les Figure 4.15 et Figure 4.16. On constate que l'augmentation d'une des longueurs diminue la fréquence de résonance : c'est donc la longueur totale $L = L_1 + L_2$ qui fixe la fréquence de résonance. Pour s'en persuader, nous avons re-simulé une antenne en faisant varier L_1 et L_2 , tout en maintenant la longueur totale fixe ($L = L_1 + L_2 = 163$ mm). On vérifie sur la Figure 4.17, que la fréquence de résonance est voisine de 400 MHz quelle que soit la valeur de L . De plus, il existe une solution optimale pour $L_2 = 137$ mm. Dès que cette valeur croît ou décroît, l'adaptation se dégrade. Ceci est probablement dû aux dimensions du plan de masse qui ne sont plus adéquates.

FIGURE 4.15 – Influence de L_1 sur le coefficient de réflexion.FIGURE 4.16 – Influence de L_2 sur le coefficient de réflexion.

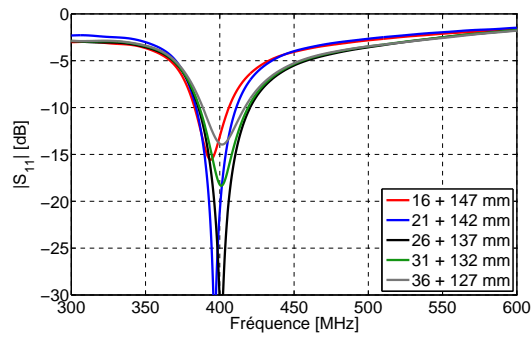


FIGURE 4.17 – Influence de $L_1 + L_2$ sur le coefficient de réflexion ($L_1 + L_2 = 163$ mm).

Influence de d On appelle d , la distance entre le court-circuit et la ligne d'alimentation. On constate sur la Figure 4.18 que l'augmentation de d entraîne une augmentation de la fréquence de résonance, avec une dégradation de l'adaptation. Aussi avec $d = 5$ mm nous avons la meilleure adaptation mais nous pouvons remarquer que le niveau du coefficient de réflexion hors de la bande passante est plus bas que les autres. Nous supposons que le court-circuit est trop proche de l'alimentation et qu'une partie du signal transite directement vers le court-circuit.

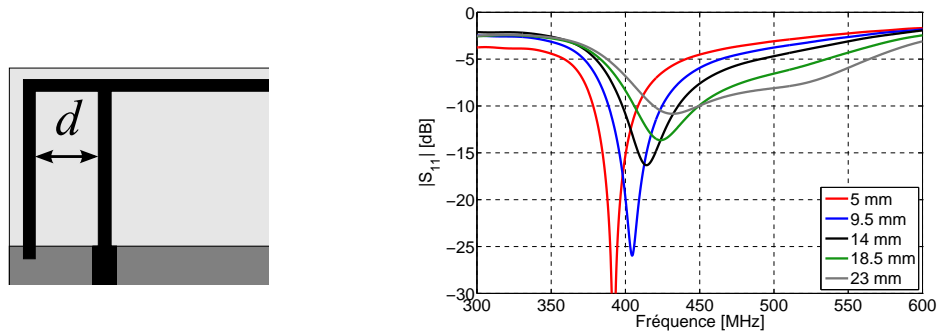
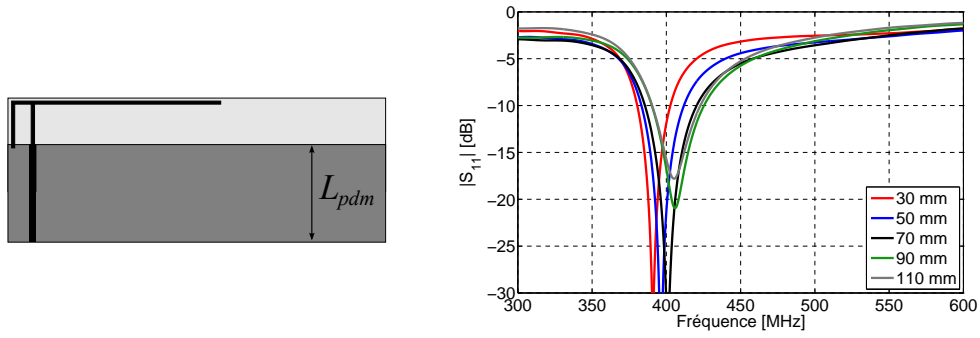
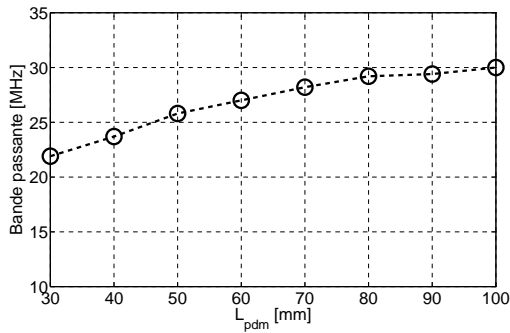
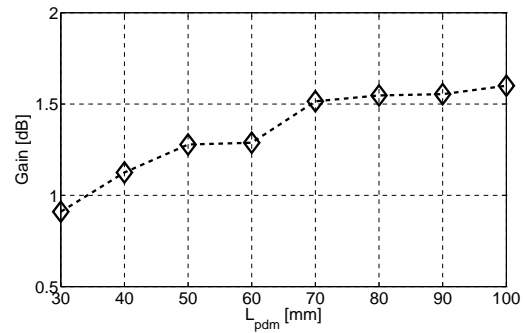
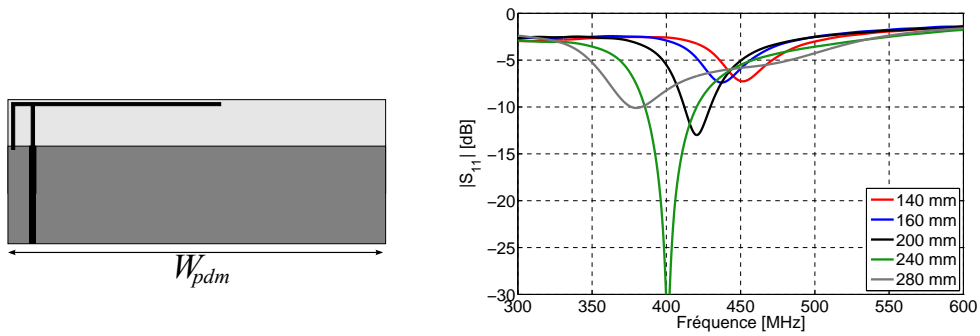


FIGURE 4.18 – Influence de d sur le coefficient de réflexion.

Influence de L_{pdm} et W_{pdm} – Dimensions du plan de masse Nous nous intéressons maintenant à l'influence du plan de masse sur l'adaptation de l'antenne, mais aussi sur le gain et la bande passante. Sur la Figure 4.19, nous pouvons voir que la hauteur du plan de masse agit peu sur la fréquence de résonance. Sur la Figure 4.19 nous pouvons noter qu'une faible hauteur de plan de masse permet d'abaisser de quelques mega Hertz cette résonance. Néanmoins cette remarque est à contraster avec les performances qu'offre un plan de masse réduit. Sur les Figures 4.20 et 4.21, nous pouvons observer qu'un plan de masse plus imposant favorise un gain et une bande passante plus importante.

Contrairement à la hauteur L_{pdm} , la largeur W_{pdm} a une influence sur la fréquence de résonance (Figure 4.22) : quand celle-ci diminue, la fréquence augmente. La configuration $W_{pdm} = 140$ mm correspond au cas limite où le plan de masse est au droit de l'extrémité de la IFA ($L_2 = 137$ mm). Pour obtenir une adaptation correcte le plan de masse doit avoir une dimension bien supérieure à celle de L_2 . Ces remarques viennent confirmer que L_2 et W_{pdm} sont liés pour ajuster la fréquence de résonance de l'antenne.


 FIGURE 4.19 – Influence de L_{pdm} sur le coefficient de réflexion.

 FIGURE 4.20 – Influence de L_{pdm} sur la bande passante.

 FIGURE 4.21 – Influence de L_{pdm} sur le gain réalisé maximal.

 FIGURE 4.22 – Influence de W_{pdm} sur le coefficient de réflexion.

Etude de la variation de la fréquence de résonance en fonction de L_2 et W_{pdm}
 Nous avons observé que les valeurs qui influent fortement sur la fréquence de résonance sont les dimensions $L = L_1 + L_2$ et W_{pdm} . Nous étudions maintenant les variations simultanées des dimensions L_2 et W_{pdm} comme précisé par les Equations (4.5) et (4.6). Elles donnent les nouvelles dimensions L'_2 et W'_{pdm} . Les variations de L_2 et W_{pdm} sont explicitées par la Figure 4.23.

$$L'_2 = L_2 \pm \tau \quad (4.5)$$

$$W'_{pdm} = W_{pdm} \pm 2\tau \quad (4.6)$$

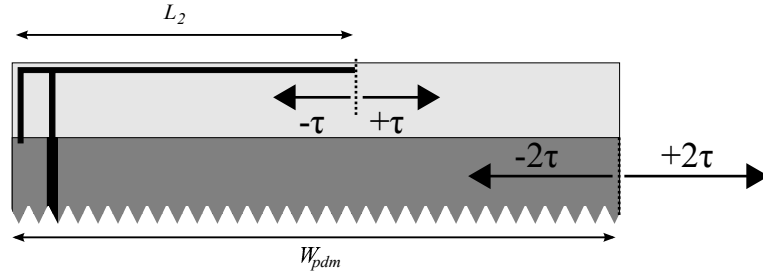


FIGURE 4.23 – Variation de L_2 et W_{pdm} en fonction de τ .

La constante τ est variée de -30 à $+30$ mm pour deux antenne avec L_{pdm} valant 70 et 30 mm. Comme nous pouvons l'observer sur la Figure 4.24 leur fréquence de résonance évolue de manière quasi linéaire. Elle n'est dépendante que de la variable τ qui commande les dimensions L_2' et W_{pdm}' . Nous pouvons également remarquer que leur bande passante évolue aussi de manière quasi linéaire. Plus la bande passante se réduit plus la fréquence de résonance diminue (limite de Chu). Aussi, la bande passante de l'antenne avec petit plan de masse est toujours plus faible, ce qui avait déjà été constaté Figure 4.20.

Cette propriété intéressante permet d'accorder rapidement une antenne à la fréquence souhaitée dès lors que nous avons une antenne de base validée.

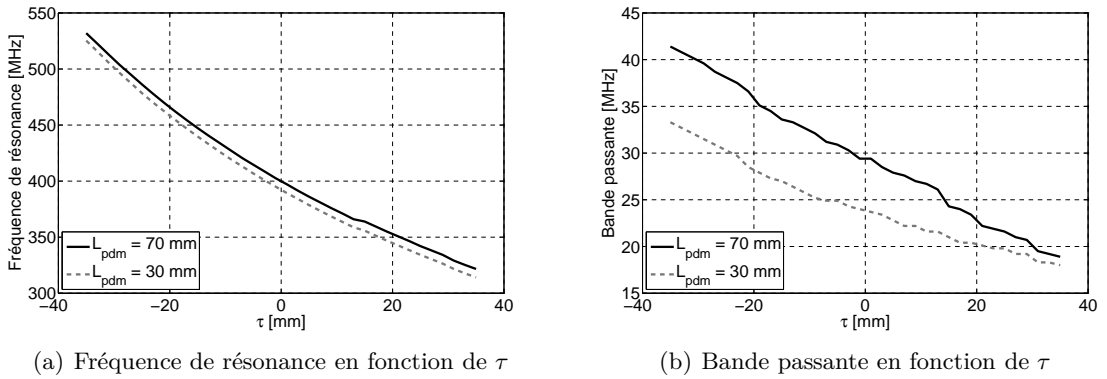


FIGURE 4.24 – Influence du paramètre τ sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne pour deux configurations de plan de masse : $L_{pdm} = 30$ mm et $L_{pdm} = 70$ mm.

4.4.3 Principe de fonctionnement

La réduction de l'antenne est achevée en utilisant un élément rayonnant, parallèle au dessus d'un plan de masse, court-circuité. Ce court circuit ne shunte pas la distribution du champ électrique dans la fente rayonnante car le champ est nul au niveau du court-circuit. Ce dernier peut être vu comme un mur électrique et permet d'obtenir un brin rayonnant voisin du quart d'onde. La position de l'alimentation doit se faire dans la zone où l'impédance est faible, soit au voisinage du court-circuit.

L'étude paramétrique nous permet de tirer plusieurs enseignements pour améliorer l'explication du fonctionnement de l'antenne IFA. La fréquence de résonance est liée à deux paramètres qui doivent être ajustés de concert : la longueur $L = L_1 + L_2$ et W_{pdm} . Pour simplifier l'ajustement nous pouvons fixer L_1 et ajuster L_2 et W_{pdm} grâce aux Equations (4.5) et (4.6) à partir d'une antenne de référence. La hauteur du plan de masse L_{pdm} agit peu sur la fréquence de résonance mais permet de jouer sur la bande passante et le gain

réalisé maximal. Ainsi, comme pour une PIFA traditionnelle, la taille du plan de masse joue un rôle important sur les performances de l'antenne. Aussi, la fréquence de résonance peut être ajustée en ajustant l'écart entre le court-circuit et l'alimentation. Enfin la largeur de l'alimentation W_1 et du brin rayonnant W_2 n'influence pas la fréquence de résonance et peu l'adaptation. Nous proposons de retenir $W_2 = W_2 = 2$ mm pour ces dimensions.

4.4.4 Antennes optimisées

4.4.4.1 Antenne avec grand plan de masse

Suite à l'étude paramétrique, une antenne avec un plan de masse d'une hauteur $L_{pdm} = 70$ mm a été optimisée. La géométrie de l'antenne et ses dimensions sont rappelées Figure 4.25 et Tableau 4.5. Un connecteur SMA soudé avec de l'étain est utilisé comme accès.

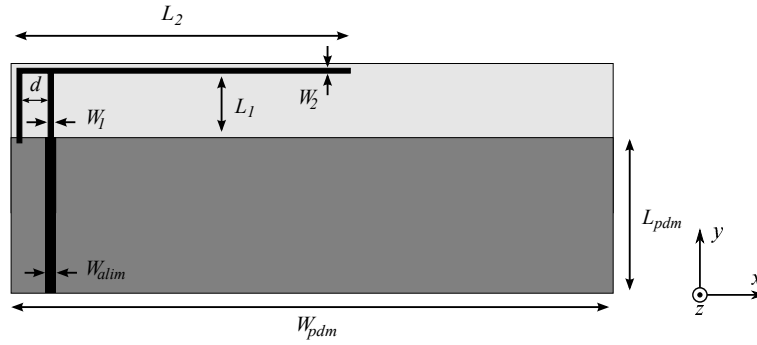


FIGURE 4.25 – Géométrie de l'antenne IFA avec grand plan de masse.

TABLEAU 4.5 – Dimensions de l'antenne IFA avec grand plan de masse.

W_1	2 mm	d	9.5 mm
W_2	2 mm	W_{alim}	4 mm
L_1	26 mm	W_{pdm}	240 mm
L_2	137 mm	L_{pdm}	70 mm

Le coefficient de réflexion de l'antenne réalisée est mesuré au milieu d'absorbants et comparé avec la simulation Figure 4.26. Comme nous pouvons le constater, le résultat expérimental est fidèle à celui prédit. La fréquence de résonance mesurée est de 404 MHz avec une bande passante de 27 MHz (6.7%), celle simulée est de 405 MHz avec une bande passante de 31.2 MHz (7.7%).

Les diagrammes de rayonnement simulé sont présentés Figure 4.27. Ils possèdent l'allure de ceux d'un dipôle mais présentent des polarisations croisées importantes dans les plans (xOz) et (yOz) . Les deux creux dans le plan (xOy) ne sont pas aussi prononcés que ceux d'un dipôle. Remarquons aussi que l'antenne est plus directive dans la direction y , côté où se trouve le brin rayonnant. Si nous considérons le champ total, l'antenne est quasi omnidirectionnelle. Le gain maximal réalisé est de 1.6 dB.

L'antenne est mesurée en chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM) afin d'évaluer son efficacité de rayonnement η_{ray} . L'efficacité totale η_{tot} étant obtenue par :

$$\eta_{tot} = \eta_{ray}(1 - |S_{11}|^2) \quad (4.7)$$

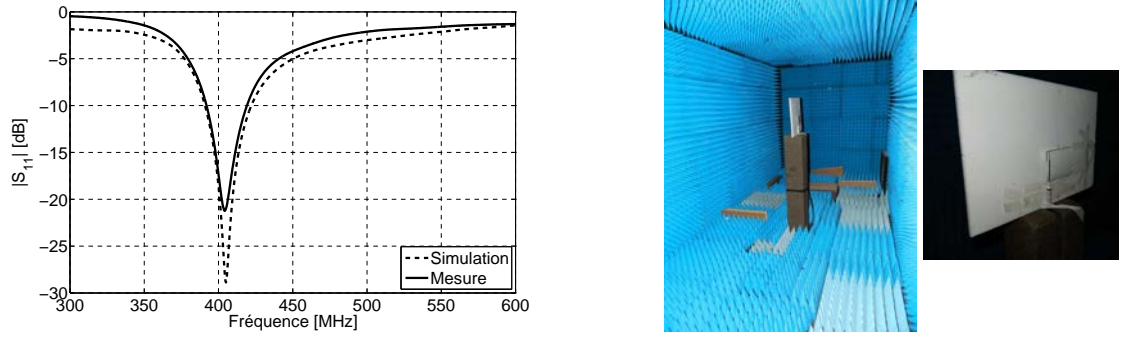


FIGURE 4.26 – Coefficients de réflexion simulé et mesuré au milieu d'absorbants.

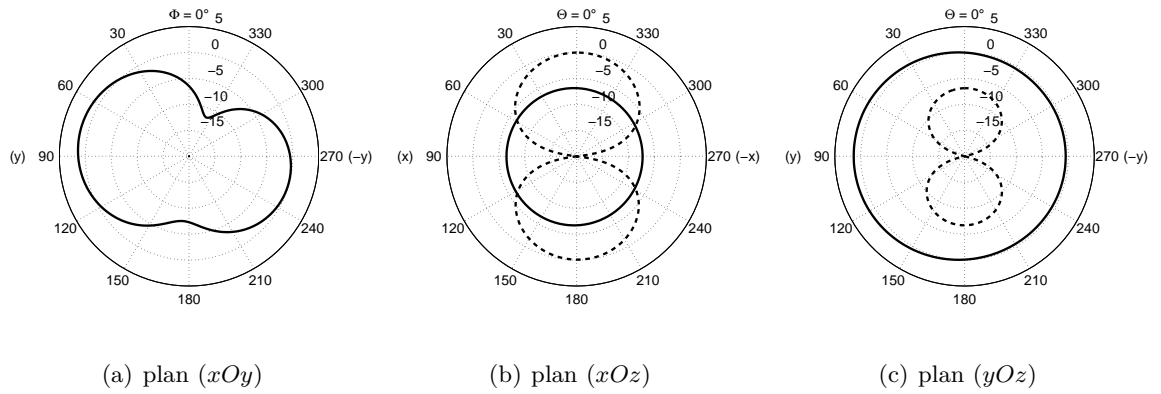


FIGURE 4.27 – Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne IFA
(—) E_ϕ (---) E_θ .

où $|S_{11}|$ est celui mesuré en CRBM. Les résultats de mesure sont présentés Figure 4.28. L'efficacité totale attendue est de 83% mais celle mesurée stagne autour de 60% à la résonance. L'efficacité simulée est déjà amoindrie par les pertes dans le caoutchouc silicone de 0.04 mais celle mesurée est à nouveau réduite. Les performances sont synthétisées dans le Tableau 4.6.

Nous refaisons les simulations avec la conductivité du *ShielditTM Super* ($1.96 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ [116]), la nouvelle efficacité est de 79%, soit voisine de celle obtenue avec le métal parfaitement conducteur. D'ailleurs, l'ensemble des prochaines simulations sera effectué avec un métal parfaitement conducteur pour des raisons de simplicité et d'homogénéité avec l'ensemble des simulations. Après avoir écarté la faible conductivité de l'électro-textile, nous nous demandons si la connexion n'est pas à remettre en cause. En effet la soudure du connecteur avec de l'étain sur l'électro-textile est délicate à réaliser, donc imparfaite. Elle pourrait être responsable des pertes non prises en compte lors de la modélisation.

TABLEAU 4.6 – Performances de l'antenne.

	Simulation	Mesure
Fréquence de résonance	405 MHz	404 MHz
Bande passante	31.2 MHz (7.7%)	27 MHz (6.7%)
Efficacité totale	83%	~60%
Gain réalisé maximal	1.6 dB	—

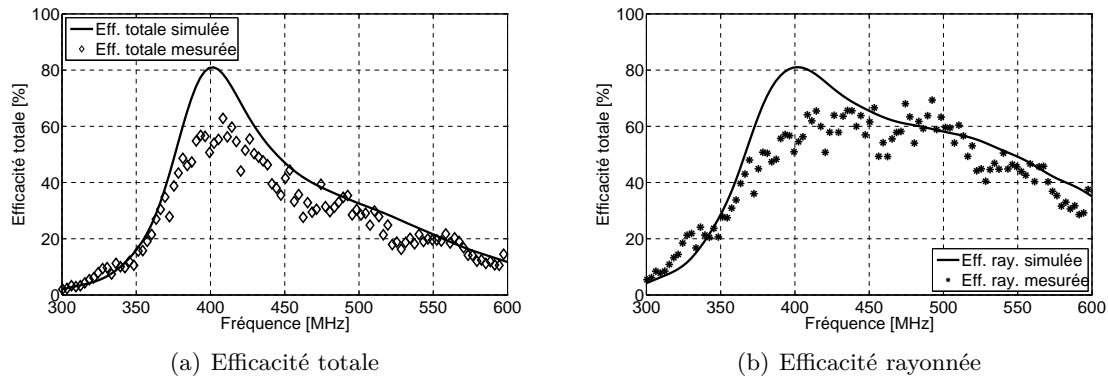


FIGURE 4.28 – Efficacités de l'antenne.

Le connecteur soudé pose des problèmes de pertes, dégradant ainsi l'efficacité de l'antenne. De plus cette zone est un point sensible de l'antenne car la soudure est fragile. Il nous faut modifier la méthode d'alimentation de l'antenne.

4.4.4.2 Antenne avec petit plan de masse

L'étude paramétrique a démontré que la dimension L_{pdm} , hauteur du plan de masse, n'influait quasiment pas la fréquence de résonance. Suite à ces constatations nous optimisons, en réduisant légèrement L_2 , une antenne avec un plan de masse d'une hauteur $L_{pdm} = 30$ mm afin que cette dernière ait une surface réduite. La géométrie de l'antenne est celle rappelée en Figure 4.29. Ses dimensions sont rassemblées dans le Tableau 4.7.

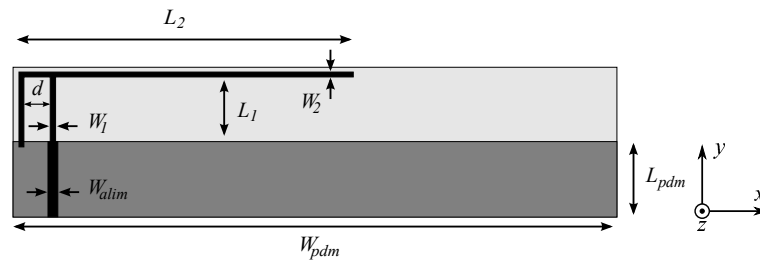


FIGURE 4.29 – Géométrie de l'antenne IFA avec petit plan de masse.

TABLEAU 4.7 – Dimensions de l'antenne IFA avec petit plan de masse.

W_1	2 mm	d	9.5 mm
W_2	2 mm	W_{alim}	4 mm
L_1	26 mm	W_{pdm}	240 mm
L_2	134 mm	L_{pdm}	30 mm

Le coefficient de réflexion de l'antenne réalisé est présenté Figure 4.30. La fréquence de résonance expérimentale est de 398 MHz et la bande passante de 18 MHz (4.5%). Les valeurs issues de la simulation prévoyait un fréquence de résonance quasi identique mais une bande passante plus large, 24.6 MHz (6.2%).

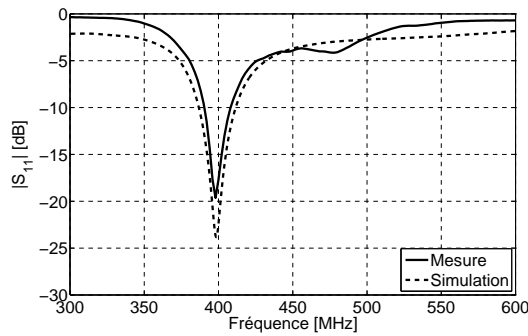


FIGURE 4.30 – Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne avec petit plan de masse.

4.4.5 Modification de l'alimentation

4.4.5.1 Explications

Dans le but de solidifier l'alimentation de l'antenne, l'utilisation de l'étain est abandonnée au profit d'un polymère conducteur. Tout d'abord, nous faisons le choix de déporter la connexion de l'antenne à l'aide d'un cordon coaxial. La masse de ce cordon est collée à celle de l'antenne de manière à ce que cette dernière supporte les contraintes imposées sur le cordon. Le plan de masse de l'antenne étant collée sur une large surface au substrat, il pourra aisément supporter cet effort. L'âme du cordon coaxial traverse le substrat via une perforation pour alimenter la ligne micro ruban. La colle employée est de la pâte bi-composant EPO-TEK® H20E certifié par le CNES pour le spatial (argent solide lié avec de l'époxy). Sa polymérisation est effectuée en plaçant l'antenne dans une étuve durant 3h à 80°. Durant cette phase le cordon est maintenu en position par du Kapton, sélectionné pour sa tenue en température. Il serait délicat de dépasser les 80° au risque de dégrader l'électro-textile. Ces opérations sont réalisées au sein de Syrlinks. Deux agrandissements de photographies d'antennes réalisées viennent illustrer la méthode Figure 4.31.



(a) Masse



(b) Ligne microruban

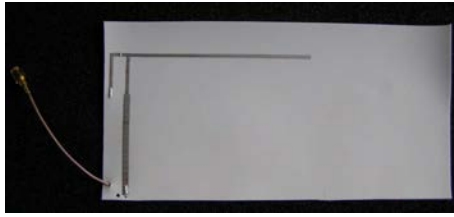
FIGURE 4.31 – Collage du cordon coaxial d'alimentation avec la colle EPO-TEK® H20E.

4.4.5.2 Antenne 401 MHz avec grand plan de masse

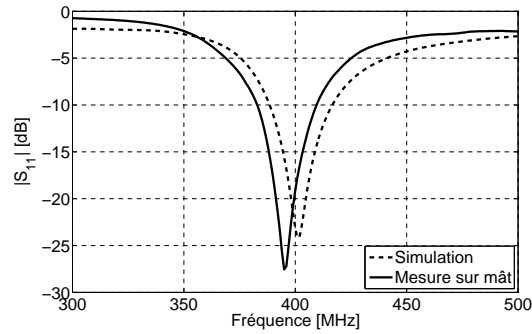
Un premier prototype est conçu en employant la méthode d'alimentation décrite précédemment. L'antenne réalisée (Figure 4.32(a)) possède les mêmes dimensions que celle présentée dans la Partie 4.4.4.1. Afin de s'assurer que cette méthode n'altère pas l'adaptation de l'antenne, des mesures d'impédance et de rayonnement sont effectuées sur le mât de mesure de

chez Syrlinks. L'antenne est placée sur un bloc évidé de polystyrène puis sur 6 mm de mousse Rohacell. L'amplitude du coefficient de réflexion est présentée Figure 4.32 et les diagramme de rayonnement Figure 4.33.

La fréquence de résonance mesurée est de 395 MHz avec une bande passante de 27 MHz (6.8%). Elle est légèrement inférieure à celle issue de la simulation mais cette différence peut être imputée à la présente du mât. Néanmoins nous pouvons retrouver les mêmes performance en terme de fréquence de résonance et de bande passante que l'antenne avec connecteur soudé.



(a) Antenne réalisée



(b) Coefficients de réflexion simulé et mesuré sur mât de mesure

FIGURE 4.32 – Premier prototype réalisé avec une alimentation par cordon coaxial et les connections électriques faites avec la colle EPO-TEK® H20E.

Les diagrammes de rayonnement sont mesurés par bilan de liaison. L'antenne sous test, placée sur un mât qui pivote en azimuth, est celle qui émet et l'antenne de réception est un dipôle de gain connu. Le gain de l'antenne sous test est calculé à l'aide de la formule de Friis. La mesure se déroule au milieu d'absorbant. Avec cette méthode nous obtenons les digrammes de rayonnement mesurés de l'antenne avec coaxial présentés Figure 4.33. Les résultats doivent être interprétés de manière qualitative compte tenu des conditions de mesure. Globalement les allures de diagrammes de rayonnement sont conformes à celles prédites par la simulation.

4.4.5.3 Antenne 466 MHz avec petit plan de masse

Nous présentons une antenne optimisée à 466 MHz avec petit plan de masse (Figure 4.29) dont les dimensions sont rassemblées dans le Tableau 4.8. Les valeurs de L_2 et W_{pdm} sont évaluées avec l'abaque Figure 4.24.

TABLEAU 4.8 – Dimensions de l'antenne IFA avec petit plan de masse.

W_1	2 mm	d	9.5 mm
W_2	2 mm	W_{alim}	4 mm
L_1	26 mm	W_{pdm}	200 mm
L_2	117 mm	L_{pdm}	30 mm

Les coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne sont présentés Figure 4.34. Ils sont concordants, ce qui démontre une nouvelle fois que l'ajout du cordon ne vient pas dégrader l'adaptation. En effet, avec une fréquence de résonance mesurée de 467 MHz et une bande

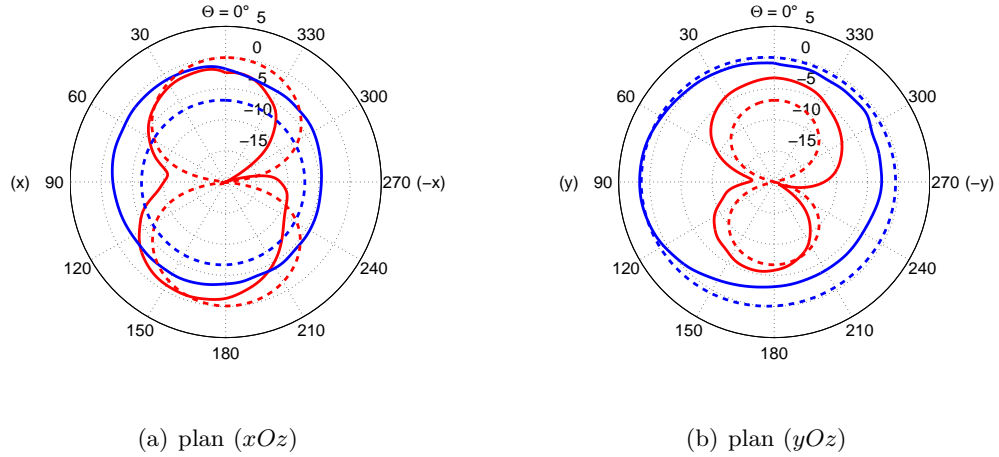


FIGURE 4.33 – Diagrammes de rayonnement du premier prototype réalisé avec une alimentation par cordon coaxial et les connexions électriques faites avec la colle EPO-TEK® H20E (—) simulation (---) mesure ($f_{simu} = 400$ MHz – $f_{mesu} = 395$ MHz).

passante de 27.8 MHz (5.9%) nous sommes proche de la fréquence de résonance simulée de 463 MHz et sa bande passante de 30.6 MHz (6.6%).

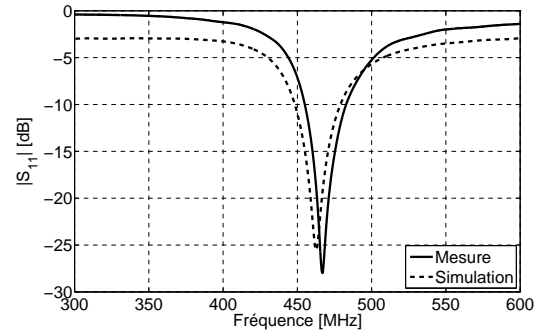


FIGURE 4.34 – Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne 466 MHz avec petit plan de masse.

Les diagrammes de rayonnement sont cette fois ci mesurés dans la base champ proche Satimo SG32 (rapidité de mesure). Rappelons que cette base est prévue pour débiter ses mesures à partir de 800 MHz. Cependant il est possible d'en effectuer à partir de 400 MHz. Pour évaluer la qualité des résultats donnés par la base à 400 et 470 MHz, une série de mesures est effectuée avec un dipôle de gain connu. Les conclusions de ces tests montrent que la base permet de donner l'allure des diagrammes de rayonnement mais comme pour la mesure chez Syrlinks les informations sur le gain ne sont pas fiables. Toutefois nous présentons les résultats obtenus Figure 4.35 pour avoir un aperçu qualitatif des diagrammes de rayonnement. Le repère utilisé est celui de la base (Figure 4.35(a)). Bien que les allures mesurées des diagrammes tendent à s'approcher de ceux simulés, les résultats sont peu satisfaisants. Nous avons remarqué que le présence du cordon coaxial perturbait les résultats surtout lorsque celui-ci est long (le cordon rayonne et vient déformer les diagrammes).



(a) Antenne sous test

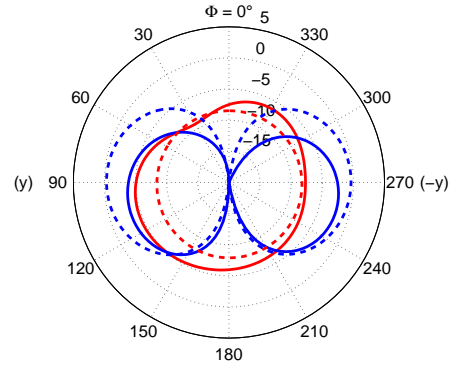
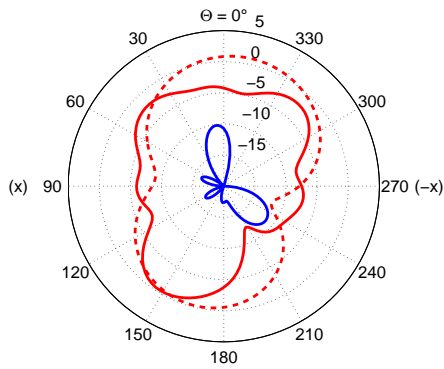
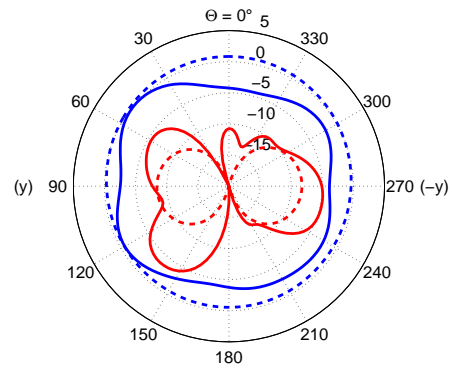
(b) plan (xOy) (c) plan (xOz) (d) plan (yOz)

FIGURE 4.35 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne IFA à 466 MHz avec petit plan de masse et cordon coaxial. (—) mesure (- - -) simulation (Rouge : E_θ - Bleu E_ϕ).

Les deux méthodes de mesure envisagées nous montrent qu'il est difficile d'évaluer les diagrammes de rayonnement avec nos moyens. Malheureusement les mesures effectuées au CNES ne sont également pas concluantes (antenne trop petite par rapport à la BCMA). Nous nous en remettons aux simulations pour déterminer les diagrammes de rayonnement et aux mesures en CRBM pour valider l'efficacité de l'antenne.

Les résultats de mesure d'efficacité en CRBM sont présentés Figure 4.36. L'efficacité totale mesurée maximale avoisine les 80% soit légèrement plus qu'attendu. L'ajout du câble coaxial nous a permis de gagner en efficacité par rapport au connecteur soudé. Par contre l'efficacité rayonnée est au dessus des prédictions issues des simulations. Nous émettons l'hypothèse que le cordon possède sa part d'influence.

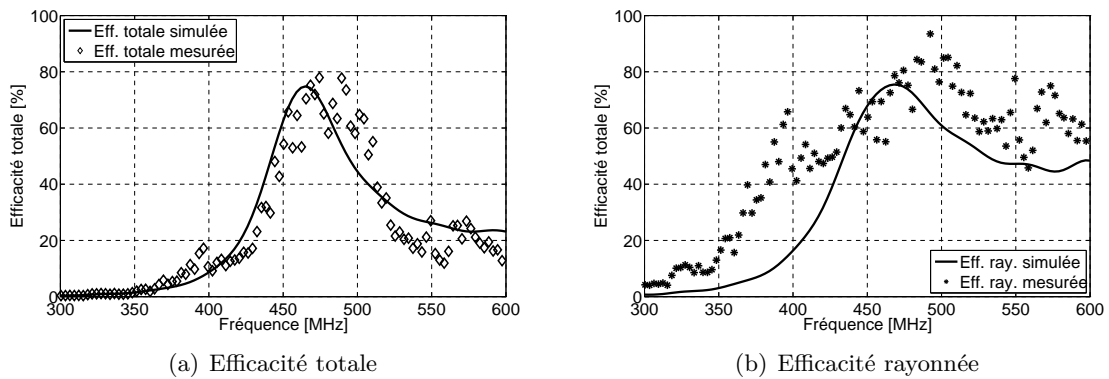


FIGURE 4.36 – Efficacité de l'antenne à 466 MHz avec petit plan de masse.

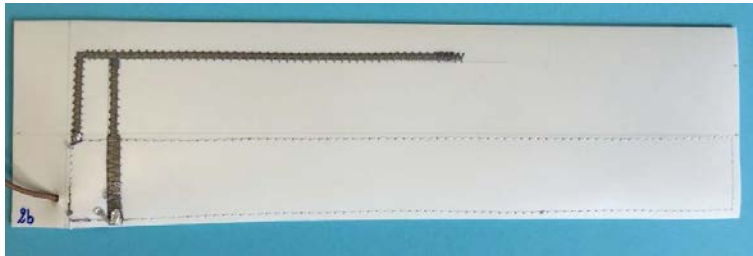
TABLEAU 4.9 – Performances de l'antenne à 466 MHz avec petit plan de masse.

	Simulation	Mesure
Fréquence de résonance	463 MHz	467 MHz
Bande passante	30.6 MHz (6.6%)	27.7 MHz (5.9%)
Efficacité totale	75%	~80%
Gain réalisé maximal	1.2 dB	—

4.4.6 Ajout de coutures

Nous constatons que l'adhésif de l'electro-textile souffre lors du passage en étuve. Nous ajoutons des coutures sur les parties conductrices avant la mise en étuve. Ces coutures sont réalisées en point zig-zag pour l'alimentation et la partie rayonnante et en point droit pour la masse. Elles sont effectuées avant la mise en place du cordon coaxial. Une antenne dont l'electro-textile est cousu est illustrée Figure 4.37(a), un agrandissement sur les coutures est visible Figure 4.37(b). La souplesse de l'antenne est démontrée Figure 4.38.

Le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne est présenté Figure 4.39. Comme nous pouvons l'observer il est similaire à celui simulé (la simulation ne prend pas en compte l'alimentation par câble coaxial et les coutures). Nous pouvons en conclure que l'ajout des coutures ne dégrade pas l'adaptation de l'antenne.



(a) Antenne IFA avec couture



(b) Agrandissement sur les coutures

FIGURE 4.37 – Antenne IFA avec coutures, alimentation par coaxial et connexions par EPO-TEK® H20E.

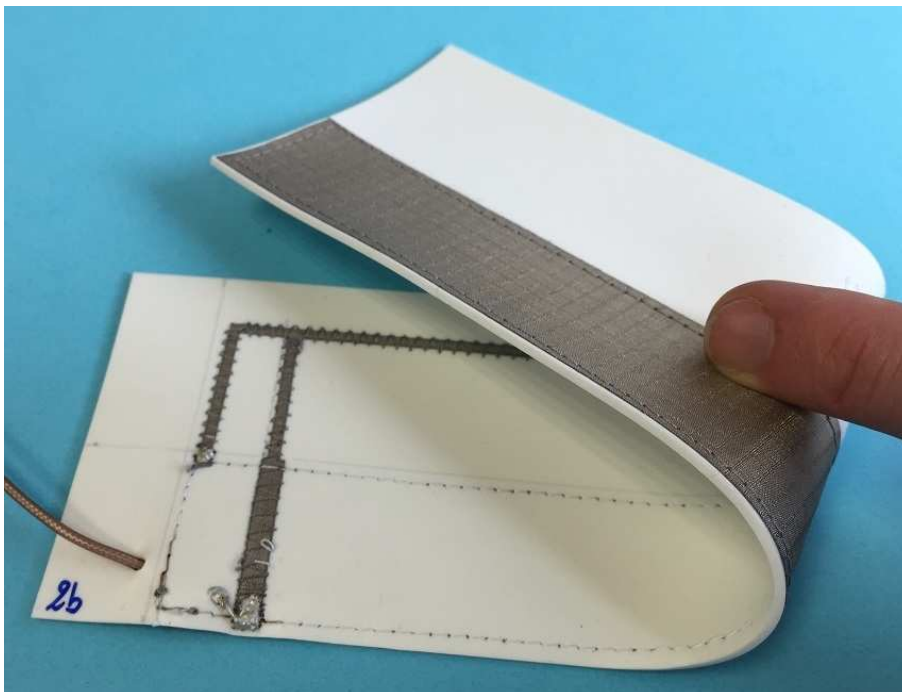


FIGURE 4.38 – Souplesse de l'antenne IFA avec coutures, alimentation par coaxial et connexions par EPO-TEK® H20E.

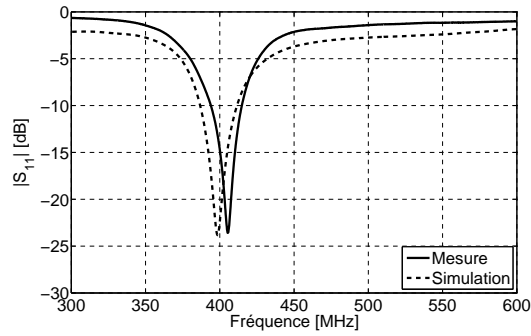


FIGURE 4.39 – Coefficients de réflexion mesuré et simulé de l'antenne IFA avec coutures, alimentation par coaxial et connexions par EPO-TEK® H20E.

Dans le but de vérifier si les coutures affectent l'efficacité de l'antenne, celle-ci est mesurée en chambre réverbérante. Les résultats de l'efficacité totale et rayonnée sont présentés Figure 4.40. Globalement les résultats sont en accord avec les simulations. Cependant l'efficacité maximale est de l'ordre de 70% soit inférieure au résultat précédent. De manière générale les quelques antennes avec couture dont l'efficacité a été mesurée présente une efficacité moindre ce qui nous laisse penser que les coutures ne sont pas sans incidence sur l'efficacité totale de l'antenne.

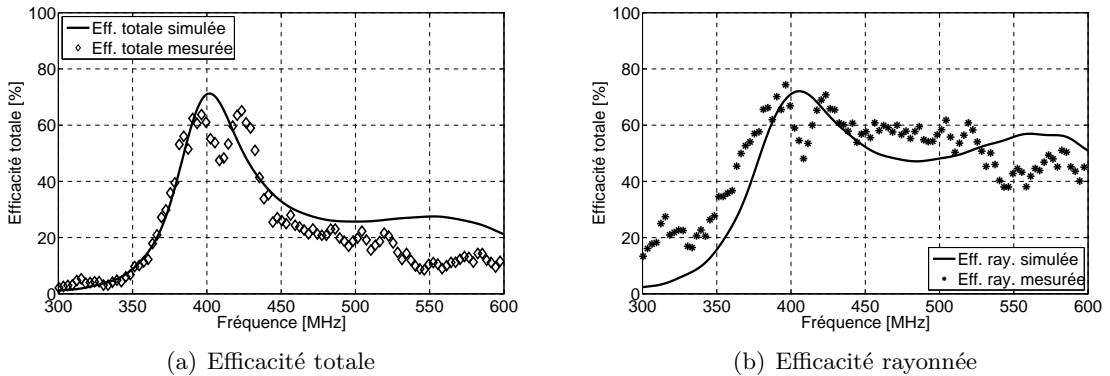


FIGURE 4.40 – Efficacité de l'antenne IFA avec coutures, alimentation par coaxial et connexions par EPO-TEK® H20E.

4.4.7 Antenne courbée sur cylindre fantôme

Le concept d'antenne que nous présentons étant souple, il est intéressant d'étudier son comportement si celle-ci est courbée. De plus, il est également important de connaître quel sera l'impact d'un corps humain sur l'antenne. Pour mener cette étude nous conformons l'antenne IFA sur cylindre en PVC, de 125 mm de diamètre, qui pourra par la suite être rempli d'un liquide équivalent fantôme. La modélisation CST est présentée Figure 4.41(a). Le tube PVC utilisé est du même type que ceux employés pour les eaux usées. Nous utilisons pour les simulations les valeurs diélectriques suivantes, trouvées pour les PVC standards : $\epsilon_r = 2.9$ et $\sigma = 0.0001 \text{ S.m}^{-1}$. Ensuite, nous sélectionnons un liquide qui possède les valeurs diélectriques moyennes d'un corps humain, typiquement un liquide utilisé pour les mesures de DAS. Le liquide employé est issu de l'entreprise Speag. Il se nomme *Body tissue Simulating*

Liquid (ref. MSL450V2) et est spécifié pour une utilisation dans une bande de fréquence étroite centrée sur 450 MHz. A 400 MHz les données constructeurs spécifient $\epsilon_r = 56.6$ et $\sigma = 0.93 \text{ S.m}^{-1}$.

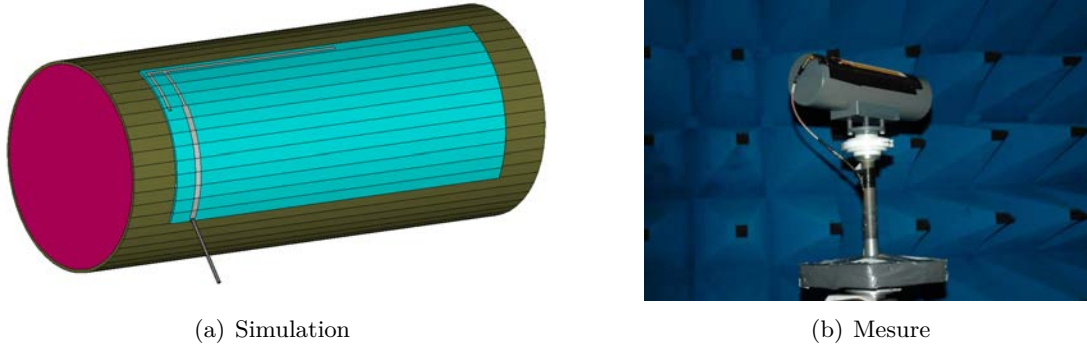


FIGURE 4.41 – Antenne IFA courbée sur un cylindre PVC.

La Figure 4.42 présente le coefficient de réflexion simulée de l'antenne courbée seule et courbée sur le PVC. Un morceau de câble coaxial est modélisé. La fréquence de résonance simulée est de 404 MHz soit une fréquence voisine à celle de l'antenne seule. En revanche, comme nous pouvions nous y attendre, une fois l'antenne plaquée sur le PVC, la fréquence de résonance s'abaisse à 378 MHz. Bien que la bande passante ne soit pas trop affectée, cette dernière n'est plus en mesure de couvrir la fréquence de 400 MHz. Le résultat de mesure vient correctement confirmer le phénomène prédit en simulation.

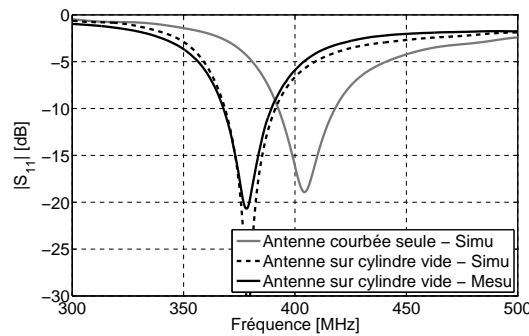


FIGURE 4.42 – Coefficient de réflexion de l'antenne courbée seule et sur le cylindre de PVC vide.

Maintenant, le tube de PVC est rempli avec le liquide équivalent. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.43 le module du coefficient de réflexion est grandement affecté par la présence du fantôme. La bande passante disparaît et la fréquence de résonance est de 245 MHz pour un niveau de -9 dB . Ce résultat est en partie confirmé par la mesure, illustrée Figure 4.41(b), où les niveaux sont identiques mais la fréquence de résonance est supérieure, à 275 MHz. Concernant l'efficacité simulée de l'antenne, elle est de 1.6%.

Ces simulations et vérifications expérimentales nous permettent de démontrer que l'antenne courbée seule n'est pas désadaptée mais dès qu'elle est plaquée sur un objet, sa bande passante se décale vers des fréquences plus basses. De plus, si l'antenne était portée plaquée sur un corps humain, elle serait totalement désadaptée et inefficace. Il est donc nécessaire de trouver une parade pour pallier à ce problème. Nous pourrions par exemple envisager l'emploi d'une surface réfléchissante.

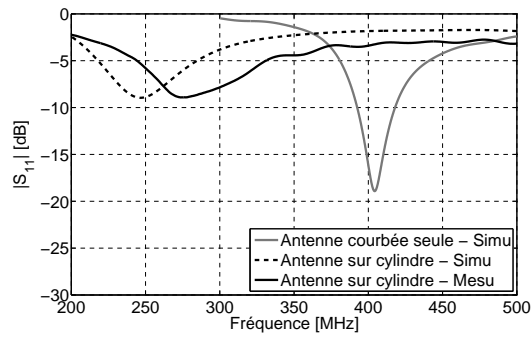


FIGURE 4.43 – Coefficient de réflexion de l’antenne courbée seule et sur le cylindre de PVC rempli de liquide équivalent.

4.4.8 Sélection simple de la fréquence de résonance

L’étude paramétrique nous a permis de constater qu’il était facile d’ajuster la fréquence de résonance en faisant varier la variable τ . Dans le but de valider ce postulat nous avons utilisé plusieurs antennes, basées sur les dimensions du Tableau 4.7 et sur la géométrie présentée en Figure 4.29, dont quatre sont présentées Figure 4.44. Ce jeu d’antenne permet d’obtenir des fréquences de résonance étalées entre 300 MHz et 550 MHz. Comme nous pouvons l’observer sur la Figure 4.45 les fréquences de résonance mesurées sont en bon accord avec l’abaque élaboré. Ce dernier peut donc être utilisé pour dimensionner des antennes IFA en s’affranchissant de multiples simulations paramétriques.



FIGURE 4.44 – Quatre antennes IFA avec $\tau = -20, -10, +10$ et $+20$ mm.

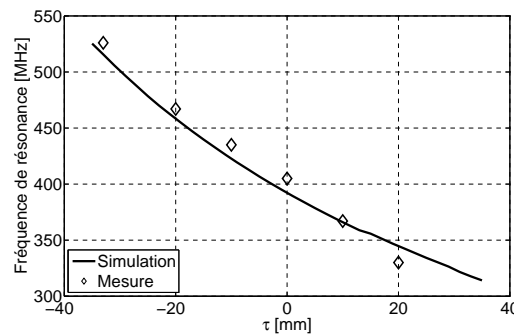


FIGURE 4.45 – Fréquence de résonance de diverses antennes en fonction de τ .

4.4.9 Antennes bi-fréquence half-duplex

4.4.9.1 Présentation

A partir de la génération ARGOS-3 il est établi une communication bidirectionnelle half-duplex (Tx : 401 MHz, Rx : 466 MHz). Le but est de concevoir une antenne, sur un même substrat, résonant aux deux fréquences. L'émission et la réception n'étant jamais simultanées l'antenne peut être alimentée par deux ports ou alors par un seul port par lequel circule une commande DC qui pilote un switch RF placé au plus près des antennes. Enfin un LNA est prévu directement en sortie de l'antenne Rx.

4.4.9.2 Méthode de conception

L'antenne de base utilisée pour concevoir cette antenne bi-fréquence est issue des études des IFA. Nous nous servons de notre méthode d'ajustement de la fréquence de résonance pour dimensionner les antennes. Concernant les accès de l'antenne, ils sont les plus proches possibles pour faciliter la future connexion avec le PCB qui accueille le switch et le LNA. Afin de limiter le couplage entre les deux accès, les brins rayonnants seront les plus éloignés possibles, c'est-à-dire en opposition. Deux configurations sont proposées : une première avec un plan de masse pour chaque IFA, une seconde avec un plan de masse unique. Dans le but de réduire la taille totale de l'antenne bi-fréquence, la hauteur du plan de masse est fixée à $L_{pdm} = 30$ mm. L'antenne de base est celle présentée Figure 4.29. L'abaque utilisé pour dimensionner les antennes 401 MHz et 466 MHz est représenté Figure 4.46. Pour obtenir une fréquence de 401 MHz il faut que τ soit égal à -3 mm et pour une fréquence de 466 MHz il faut que τ soit égal à -22 mm.

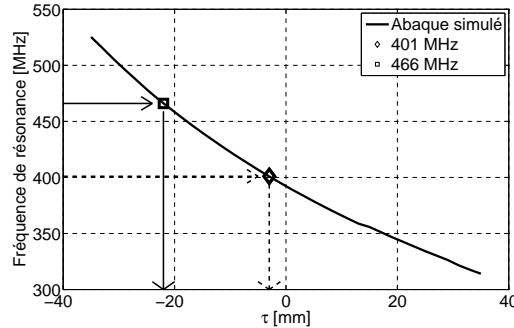


FIGURE 4.46 – Détermination de la valeur de τ pour dimensionner les antennes Tx et Rx.

La géométrie de l'antenne est représentée Figure 4.47 et ses dimensions sont résumées dans le Tableau 4.10. Chaque antenne possède un plan de masse séparé d'un espace $g = 10$ mm. Les largeurs des masses et les longueurs des brins rayonnants sont estimées grâce aux Equations (4.5) et (4.6). L'accès 1 est réservé à la réception (466 MHz) et le 2 à l'émission (401 MHz). Les dimensions initiales de L'_{2Tx} et W'_{pdmTx} pour l'antenne Tx (401MHz) sont respectivement 134 mm et 234 mm et dans le cas de l'antenne Rx (466 MHz), $L'_{2Rx} = 115$ et $W'_{pdmRx} = 196$ mm. Cependant, comme nous pouvons l'observer sur la figure 4.48, de légers ajustements par simulation sont néanmoins nécessaires pour atteindre les fréquences visées de 401 et 466 MHz. Les dimensions finales sont donc $L'_{2Tx} = 135$ mm, $W'_{pdmTx} = 136$ mm ($\tau = -2$ mm), $L'_{2Rx} = 117$ mm et $W'_{pdmRx} = 200$ mm ($\tau = -20$ mm).

Les coefficients de réflexion et transmission sont représentés sur la Figure 4.48. Les fréquences de résonance simulées sont de 465 MHz et 403 MHz et les bandes passantes respectives

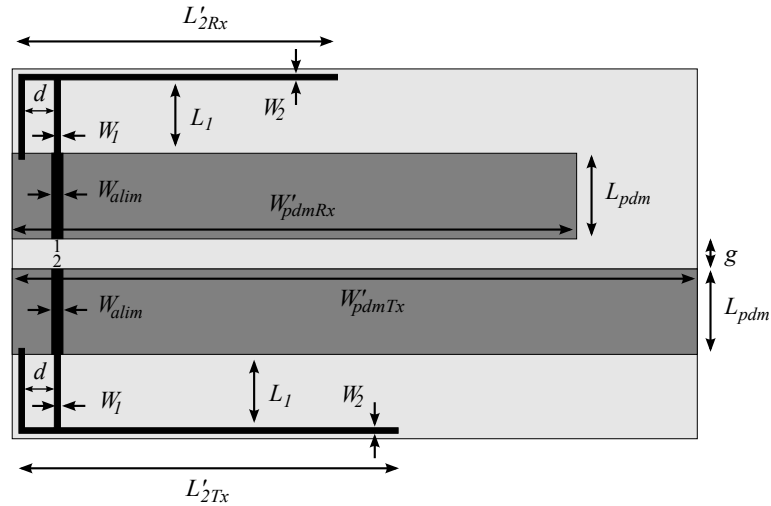


FIGURE 4.47 – Schéma de l'antenne half-duplex avec plan de masse séparé.

TABEAU 4.10 – Dimensions de l'antenne half-duplex avec plan de masse séparé.

W_1	2 mm	L'_{2Tx}	135 mm	W_{pdmTx}	236 mm
W_2	2 mm	L'_{2Rx}	117 mm	W_{pdmRx}	200 mm
L_1	26 mm	$W'alim$	4 mm	L_{pdm}	30 mm
g	10 mm	L_{pdm}	30 mm		

sont de 29.7 MHz (6.4%) et 30.6 MHz (7.6%). La bande passante de l'accès 2 est anormalement supérieure car l'adaptation est meilleure. L'isolation entre les deux ports est toujours inférieure à -10 dB, ce qui permet d'assurer une bonne protection du futur LNA.

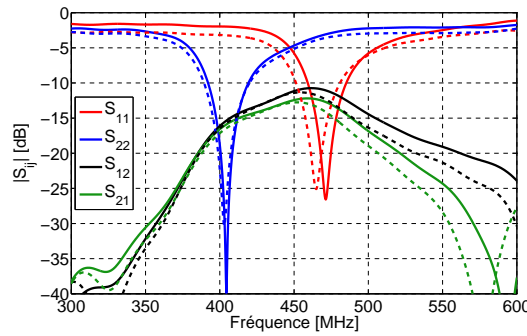


FIGURE 4.48 – Coefficients de réflexion et de transmission simulés de l'antenne half-duplex (—) Dimensions issues de l'abaque (- - -) Dimensions ajustées en simulation.

4.4.9.3 Antenne bi-fréquence avec plan de masse séparé

L'antenne bi-fréquence avec plan de masse séparé réalisée est présentée Figure 4.49. Ses coefficients de réflexion et transmissions simulés et mesurés sont présentés Figure 4.50 (Le port non mesuré est branché sur 50Ω, dans notre cas connecté au VNA). Rappelons que bien que les masses ne soient pas communes elles sont néanmoins liées par la masse du VNA. Cette configuration sera la même lors de la mise en place du PCB. Les résultats de mesure

sont en accord avec les simulations. Les détails sont résumés dans le Tableau 4.11. Toutefois, l'isolation entre les ports est améliorée de 6 dB en mesure. Ce phénomène est dû aux niveaux proches de 0 dB des coefficients de réflexion mesurés hors bande passante. Chose qui n'était pas le cas en simulation.

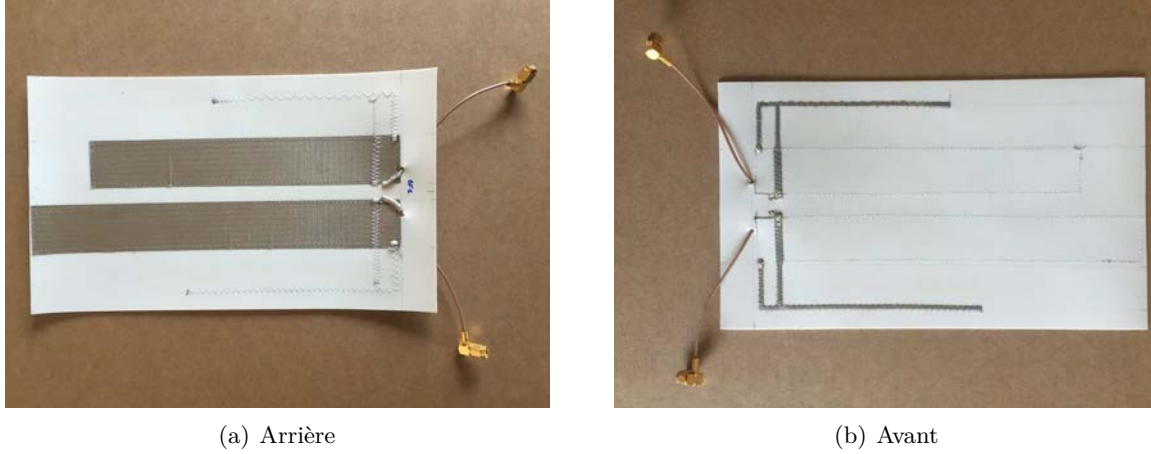


FIGURE 4.49 – Antenne bi-fréquence avec plan de masse séparé réalisée.

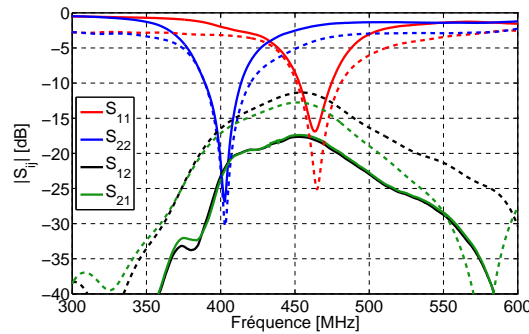


FIGURE 4.50 – Coefficients de réflexion et transmission de l'antenne bi-fréquence avec plans de masse séparés. (—) Mesure (- - -) Simulation.

TABLEAU 4.11 – Fréquences de résonance et bandes passantes simulées et mesurées de l'antenne bi-fréquence avec plans de masse séparés.

		f_0 [MHz]	BP [MHz]
Rx	Simulation	465	29.7 (6.4%)
	Mesure	464	21.8 (6.0%)
Tx	Simulation	403	30.6 (7.6%)
	Mesure	403	24.0 (6.0%)

4.4.9.4 Antenne bi-fréquence avec plan de masse unique

L'antenne bi-fréquence avec plan de masse unique réalisée est présentée Figure 4.51. L'ancien écart entre les deux plans de masse est comblé par un conducteur sur toute la largeur W_{pdmTx} . Ses coefficients de réflexion et transmissions simulés et mesurés sont visibles Figure

4.52. Les conditions de mesure sont les mêmes que pour l'antenne précédente. Comme nous pouvons le voir, les performances mesurées ne sont pas en accord avec les simulations. Les fréquences de résonance annoncées sont de 411 MHz et 465 MHz alors que celles mesurées sont de 413 MHz et 455 MHz. De plus les coefficients de réflexion et transmission ne possèdent pas les mêmes allures. En conséquence, nous ne retiendrons pas cette structure afin d'éviter ces disparités de comportement entre l'antenne simulée et réalisée. Aussi, nous pouvons nous poser la question des répercussions de la connexion des masses au plus près des accès des antennes avec celle du PCB aux vues de ces derniers résultats.

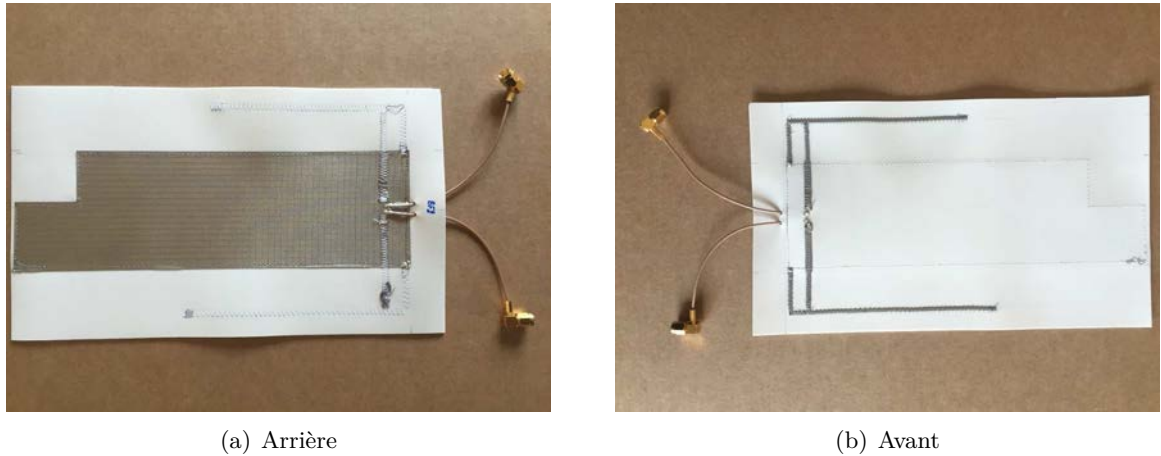


FIGURE 4.51 – Antenne bi-fréquence avec plan de masse unique réalisée.

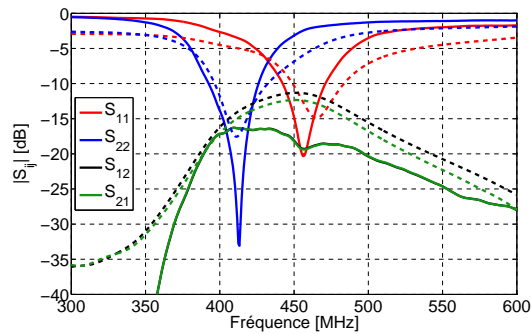


FIGURE 4.52 – Coefficients de réflexion et transmission de l'antenne bi-fréquence avec plan de masse unique (—) Mesure (- - -) Simulation.

4.4.9.5 Antenne bi-fréquence à un seul accès

Avant toute chose, nous tentons d'évaluer l'impact de la masse du PCB sur le comportement de l'antenne. Nous simulons la structure présentée en Figure 4.47 en positionnant une connexion entre les deux masses près des deux accès de l'antenne. Les résultats, comparés au cas sans connexion des masses, sont présentés Figure 4.53. Nous pouvons y observer que l'adaptation est légèrement altérée mais que les fréquences de résonance et les bandes passantes restent voisines. Nous en concluons que le PCB ne vient pas fausser l'adaptation et le découplage des antennes Rx et Tx.

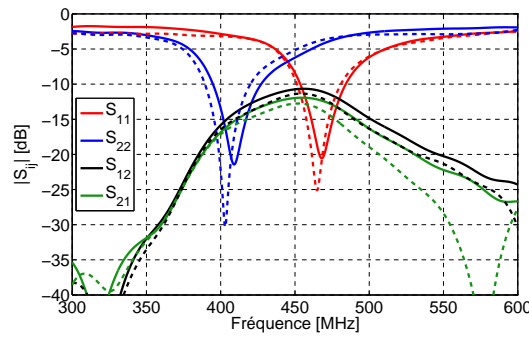


FIGURE 4.53 – Coefficients de réflexion et transmission de l’antenne bi-fréquence avec plans de masse séparés et avec une connexion entre les masses modélisant le plan de masse du PCB. (—) Mesure (---) Simulation.

Le schéma de la carte électronique élaborée par Syrlinks est présentée Figure 4.54 (version simplifiée). Les signaux Rx, Tx et la commande DC transitent pas l’accès 1. Les signaux RF et DC sont découplés par le couple capacité – inductance repéré par l’encadré RF/DC. Selon la tension DC qui arrive au comparateur, la sortie de ce dernier pilote le switch RF. De cette manière nous pouvons soit émettre ou recevoir par le même accès. La sortie de l’antenne Rx est directement connectée à un montage LNA, activé par la sortie du comparateur. Cette amplification au plus près de l’antenne permet de devancer les pertes d’insertion dans le switch et d’avoir un niveau de signal Rx satisfaisant à l’entrée de la balise.

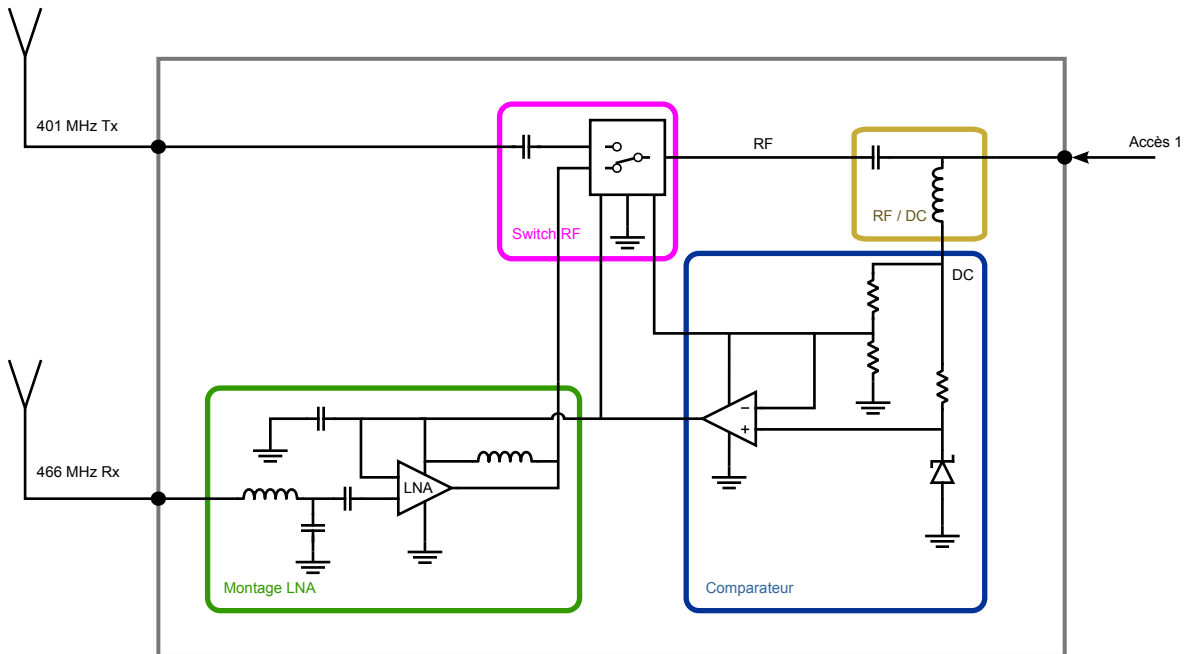


FIGURE 4.54 – Schéma structuel sur switch RF pour l’antenne à unique accès.

A ce jour la carte électronique n’a pas été testée avec l’antenne. De plus nous sommes toujours dans une phase de test pour réaliser des connexions électriques fiables entre le PCB et l’antenne.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, trois antennes ont été proposées pour réaliser une antenne souple pour des applications ARGOS. La fréquence de résonance visée est 401 MHz ainsi que 466 MHz dans le cadre de la génération ARGOS-3 qui intègre une voie descendante.

La première antenne est une fente quart d'onde méandree inscrite dans un plan de masse de $10 \times 10 \text{ cm}^2$, sur un substrat en feutrine. Bien que cette antenne soit compacte et légère, nous ne retenons pas cette solution car elle a une trop faible bande passante. Aussi, le matériau est trop fragile et présente beaucoup de pertes.

La seconde antenne est une PIFA avec une capacité qui ferme sa fente rayonnante. Cette solution permet de réduire les dimensions de l'antenne de manière significative. Cependant, pour créer la capacité il faut utiliser un substrat souple avec peu de pertes ce qui est extrêmement difficile à trouver. Pour cette raison nous n'avons pas retenu cette antenne pour la suite du projet.

La troisième antenne, sélectionnée pour la poursuite de l'étude, est une IFA. Elle utilise le substrat caoutchouc silicone RS1 précédemment caractérisé. Cette antenne présente une bande passante de quelques dizaine de méga Hertz et possède l'avantage d'être fine et facile à adapter. Une étude paramétrique nous a permis de comprendre son comportement et de réaliser un abaque pour ajuster ses dimensions. De cette manière, il est simple d'accorder l'antenne à la fréquence désirée. Durant la conception de l'antenne, cette dernière a été progressivement améliorée pour la rendre robuste. Nous avons ajouté une alimentation, résistante, par cordon coaxial et des coutures pour maintenir les parties métalliques réalisées en électro-textile. L'ensemble des mesures d'impédance et d'efficacité est en bon accord avec les simulations. Enfin, une antenne est mesurée en condition courbée sur un cylindre en PVC rempli de liquide fantôme. Nous constatons que l'antenne est très fortement désadaptée.

Pour les besoins d'ARGOS-3, nous proposons une antenne bi-fréquence à 401 MHz et 466 MHz partageant le même substrat. Un switch RF est prévu au plus près des accès de l'antenne pour ne conserver qu'un seul accès.

Comme l'antenne proposée est fortement désadaptée une fois plaquée sur un fantôme, il faut trouver une parade pour l'isoler des matériaux absorbants proches d'elle. La solution proposée est détaillée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 5

Conception de CMA miniatures

Sommaire

5.1	Introduction	102
5.2	Etat de l'art sur la miniaturisation de CMA	104
5.2.1	Généralités et théorie sur les CMA	104
5.2.2	Miniaturisation de CMA	106
5.3	Choix des structures et déroulement de la conception	109
5.4	Validation des méthodes numériques et expérimentale à partir de CMA simple carré	110
5.4.1	CMA simple carré à 2.5 GHz	110
5.4.1.1	Conception et simulations du CMA	110
5.4.1.2	Modélisation analytique	111
5.4.1.3	Caractérisation expérimentale	112
5.4.1.4	Comparaison des résultats de simulations, analytiques et expérimentaux	113
5.4.1.5	Inventaire de modèles disponibles dans la littérature	113
5.4.2	CMA simple carré à 400 MHz	115
5.5	CMA à capacités interdigitées	117
5.5.1	Description de la structure et étude paramétrique	117
5.5.2	Modèle équivalent	118
5.5.3	CMA à 2.5 GHz	120
5.5.3.1	Etudes paramétriques	120
5.5.3.2	Validation expérimentale	121
5.5.4	CMA à 466 MHz	122
5.5.4.1	Cellule unitaire de taille moyenne	122
5.5.4.2	Cellule unitaire de petite taille	126
5.5.5	Limite du modèle analytique	128
5.6	CMA double couche	130
5.6.1	Description de la structure	130
5.6.2	Modèle équivalent	130
5.6.3	CMA à 2.5 GHz	132
5.6.3.1	Cellule unitaire de référence	132
5.6.3.2	Etude paramétrique	134

5.6.3.3	Validation expérimentale	135
5.6.4	CMA à 400 MHz	136
5.6.4.1	Cellule unitaire de référence	136
5.6.4.2	Etude paramétrique	137
5.6.4.3	Etude du CMA double couche avec Neltec NH9300	138
5.6.4.4	Réalisation du CMA double couche avec Neltec NH9300 . .	140
5.7	Conclusion	141

5.1 Introduction

Les antennes que nous avons proposées seront destinées à être portées près du corps. Or le corps humain peut être assimilé à un matériau ayant beaucoup de pertes. Il désadapte l'antenne et absorbe une grande partie de l'énergie rayonnée. En conséquence, l'efficacité totale de l'antenne est très réduite. Contourner ce problème est un véritable enjeu pour le développement des antennes *wearable*.

Souvent [117] les antennes sont conçues dans l'espace libre puis testées sur le corps ou un fantôme. Elles sont conçues avec un logiciel de simulation electro-magnétique pour atteindre les performances visées (fréquence de résonance, bande passante, diagrammes de rayonnement...). Or en conditions réelles ou avec un fantôme, les mesures rendent souvent des conclusions hors des attentes souhaitées. Nous pourrions simplement nous dire qu'il faut modéliser une partie du corps humain lors de la conception de l'antenne pour éviter les déconvenues, mais cette solution serait très gourmande en temps de calcul. De plus, les propriétés électromagnétiques d'un corps humain dépendent de la fréquence [118–120] ce qui complique la tâche. La solution qui semble la plus simple serait d'occulter la présence du corps en utilisant un Conducteur Electrique Parfait (CEP), en d'autres termes un simple plan métallique, sous l'antenne ou une surface de type Conducteur Magnétique Parfait (CMP).

L'avantage du CMP est qu'il offre une propriété intéressante pour la réalisation d'antenne compacte. En effet, lorsqu'une onde plane vient éclairer un CMP sous une incidence normale, la réflexion s'effectue sans changement de phase ($\Gamma = +1$) contrairement à un CEP ($\Gamma = -1$). Une antenne peut donc être placée à proximité d'un CMP, alors qu'une distance de $\lambda/4$ est nécessaire pour un CEP. Cependant un CMP n'est réalisable que de manière artificielle, il s'appelle alors Conducteur Magnétique Artificiel (CMA), et complique considérablement la conception de l'antenne. Il est alors intéressant d'envisager l'emploi de plan de masse plus facile à mettre en œuvre

Pour supprimer la distance requise de $\lambda/4$ entre un réflecteur métallique et une antenne, il suffit d'utiliser une technologie de type patch. Cette solution simple permettrait de s'affranchir de la complexité de conception d'un CMA. En effet, situé à proximité du corps humain, le plan de masse d'une antenne patch réduit considérablement le rayonnement arrière, donc l'absorption de l'énergie par le corps. De plus, qu'elle soit dans l'espace libre ou proche d'un fantôme, le coefficient de réflexion ou l'efficacité d'une antenne patch restent similaires d'après les auteurs de [121]. Ces mêmes auteurs, décrivent la conception d'une antenne patch avec une fréquence de résonance de 2.5 GHz sur un substrat en feutrine. Ils montrent qu'avec l'ajout d'une faible épaisseur de 8.5 mm de feutrine entre l'antenne et le fantôme, l'efficacité passe de 29% à 51%. Toutefois, les auteurs de [122] notent que bien que la directivité d'un patch ne soit pas affectée par la présence d'un fantôme, son efficacité est quant à elle amoindrie. Evidemment, la solution antenne patch est la plus simple à mettre en œuvre pour une antenne "*wearable*", mais pour le projet ARGOS il est quasi impossible d'utiliser cette solution en

raison de la réduction de taille que nous devons atteindre. Une nouvelle fois la technologie de l'antenne patch est non envisageable.

Nous pouvons utiliser un autre type d'antenne dont l'adaptation est peu sensible à la présence du corps. Néanmoins, même si le coefficient de réflexion reste stable à proximité du corps humain, cela ne signifie pas que l'antenne soit performante. Cet exemple est exposé dans [123] où une antenne monopole est mesurée en impédance sur un avant bras, un torse et un dos avec une variation de l'amplitude du coefficient de réflexion très faible par rapport à la mesure en espace libre. En revanche, lors de la mesure d'efficacité sur un fantôme on s'aperçoit d'une chute drastique de son efficacité. Comme le consigne la Figure 5.1, à la fréquence de 450 MHz, ce monopole sur feutrine a une efficacité de 17.5% avec le matériau absorbant mais de 1.7% lorsqu'elle est plaquée sur un fantôme solide de $25 \times 30 \times 6 \text{ cm}^3$. Aussi, la chute de l'efficacité est plus prononcée à basse fréquence. Chose intéressante, on observe qu'à 2.5 GHz l'utilisation d'un CMA fait doubler l'efficacité de l'antenne. Ces constatations mettent en avant que le coefficient de réflexion n'est pas un élément suffisant pour conclure des performances d'une antenne même si celle-ci pourrait être conçue en tenant compte du corps humain. Enfin, les présentations des résultats d'efficacité sont rarement détaillées dans les publications sur les antennes textiles [123].

TABLE I EFFICIENCY OF TEXTILE DTV ANTENNA AT LOW FREQUENCY (%)				TABLE II EFFICIENCY OF TEXTILE DTV ANTENNA AT 2.45 GHz (%)		
Frequency (MHz)	RAM	Phantom	P7LF	Antenna type	RAM	Phantom
450	17.5	1.7	4.5	Textile DTV	19.9	8.4
650	16.4	1.2	5.6	Textile DTV & EBG	28.1	15
850	16.4	1.4	7.0	Small patch antenna [23]	28.9	28.6
				Large patch antenna [23]	24.7	28.1

FIGURE 5.1 – Efficacité de l'antenne mesurée [123] (RAM : *Radiation Absorbent Material*, P7LF : 7 épaisseur de feutrine entre l'antenne et le fantôme).

Le constat précédent est aussi fait dans [117] où une antenne boucle ($f_r = 2.45 \text{ GHz}$) est placée sur le fantôme d'un bras (fantôme allongé sur le dos, le bras vertical). L'efficacité relative mesurée est de 12% par rapport à l'antenne en espace libre. La présence du bras est donc extrêmement pénalisante.

Concernant les performances de rayonnement, l'article [124] met bien en évidence l'apport d'un CMA. Le monopole associé avec un CMA qui y est décrit présente un gain maximal supérieur de 3dB et un rayonnement arrière réduit de 13 dB. Des conclusions similaires sont trouvées dans l'article de MANTASH *et al.* [106]

Nous l'avons vu, l'utilisation d'un CMA permet de s'affranchir de la présence du corps humain, d'améliorer les performances de rayonnement de l'antenne tout en maintenant une adaptation et une efficacité correctes.

Pour concevoir une antenne *wearable* sans s'occuper de la présence du corps humain, qui a un impact important sur ses performances et surtout sur son efficacité, nous choisissons l'emploi d'un CMA couplé avec l'antenne. Cependant, réaliser des CMA compact à 400 MHz est un obstacle délicat à franchir. Après avoir rappelé des généralités et les théories de base sur les conducteurs magnétiques artificiels nous allons proposer des solutions, issues de la littérature, pour réduire la taille des cellules élémentaire d'un CMA puis sélectionner deux concepts qui seront étudiés en simulation, de manière analytique et expérimentale.

5.2 Etat de l'art sur la miniaturisation de CMA

5.2.1 Généralités et théorie sur les CMA

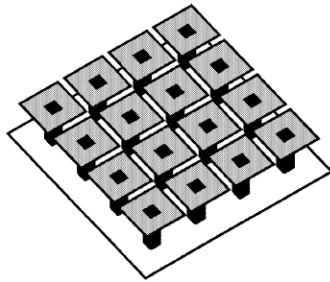
Pour chercher à minimiser le rayonnement arrière d'une antenne, un plan métallique est souvent utilisé. Dans ce cas la présence du plan réflecteur redirige une partie du rayonnement dans la direction opposée ce qui permet d'augmenter le gain de l'antenne. Or si une antenne est trop proche de cette surface conductrice, tel un dipôle à l'horizontal proche et au dessus du plan métallique, le champ tangentiel à la surface est quasiment nul et l'antenne est considérée comme court-circuitée ce qui conduit à une efficacité de rayonnement médiocre. De plus, les plans métalliques sont conducteurs d'ondes de surface, créées lors du changement de milieu d'une onde, se propageant orthogonalement à la direction d'incidence de l'onde, soit le long de la surface métallique. Typiquement ces ondes de surface apparaissent lors de la transition entre l'air et un métal. Le problème de ces ondes de surface, hormis le fait qu'elles s'atténuent très lentement sur une surface conductrice, est qu'elles se diffractent sur des discontinuités ou sur les bords non finis du plan réflecteur. Cela crée une multitude de lobes secondaires voire, dans le cas d'un plan de petite taille, d'un rayonnement arrière accru. Enfin, les ondes de surface peuvent créer des perturbations si plusieurs antennes partagent le même plan réflecteur. Pour contourner ces divers problèmes, SIEVENPIPER propose de remplacer les plans métalliques par des metamatériaux. Il propose alors en 1999 l'utilisation de SHI comme plan réflecteur [125].

Pour caractériser une SHI, il faut déterminer son impédance surfacique. Nous pouvons écrire l'impédance d'une surface comme le rapport Z entre les champs tangentiels électrique et magnétique

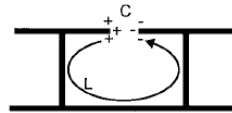
$$Z = \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{H}} \quad (5.1)$$

à la surface d'un matériau, zone de transition air – matériau par exemple. Si nous reprenons la solution proposée par SIEVENPIPER, elle utilise des « champignons » métalliques reliés à un plan de masse par des vias, comme illustré sur la Figure 5.2. La proximité des patches champignons crée une capacité, le patch et son via une inductance. L'impédance de surface peut être réduite à un circuit résonant parallèle dont l'impédance est donnée en (5.2).

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (5.2)$$



(a) CMA



(b) Origine de la capacité et de l'inductance sur une cellule du CMA

FIGURE 5.2 – Exemple de CMA carré avec vias [125].

A la résonance $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, l'impédance devient infinie. C'est donc autour de cette zone que la surface peut être caractérisée comme surface haute impédance. Cette impédance est présentée Figure 5.3 avec les valeurs de L et C issues de l'article [125]. Des expérimentations ont mis en valeur le fait que ces surfaces ne laissent pas propager les ondes de surface autour de la zone de résonance. Cette zone est nommée Bande Interdite Électromagnétique (BIE). De plus, comme le montre la courbe présentée Figure 5.4, des mesures ont permis de confirmer qu'une onde incidente est réfléchie sans déphasage depuis cette surface haute impédance à sa fréquence de résonance. On considère qu'avec un déphasage compris entre $\pi/2$ et $-\pi/2$ une onde réfléchie ne cause pas suffisamment d'interférences destructives avec une onde directe. Ce métamatériau peut être assimilé à un CMA car il se comporte comme un CMP. En conséquence une antenne peut être placée très proche du CMA, comme illustré Figure 5.6, contrairement au cas de l'utilisation d'un plan métallique (Figure 5.5).

Le problème majeur de l'utilisation de CMA en dessous de 1 GHz est sa faible bande passante. En effet la bande passante d'un CMA est liée à l'impédance de surface du CMA par [68] :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{Z_c}{\eta} \quad (5.3)$$

où Z_c est l'impédance caractéristique du circuit LC valant $Z_c = \sqrt{L/C}$ et η l'impédance du vide. Comme le rapport $\Delta\omega/\omega_0$ est proportionnel à $\sqrt{L/C}$ il faut une capacité de faible valeur pour avoir une bande passante large. Or si C est petit, ω_0 sera grand.

Rapidement, les SHI adoptèrent une conception planaire et sans vias. Les CMA sont donc des cellules avec un motif métallique, répliquées sur un substrat diélectrique avec plan de masse (Figure 5.6).

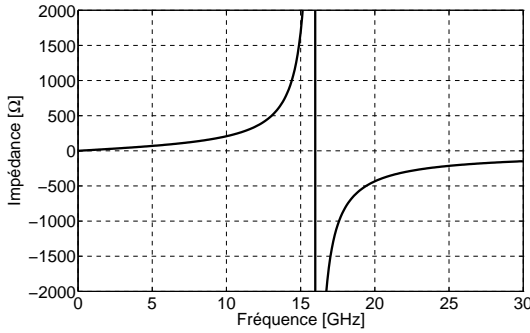


FIGURE 5.3 – Impédance d'un CMA ($L = 2$ nH et $C = 0.05$ pF) [125].

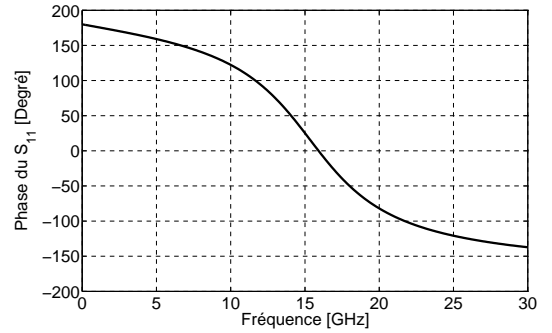


FIGURE 5.4 – Impédance d'un CMA ($L = 2$ nH et $C = 0.05$ pF) [125].

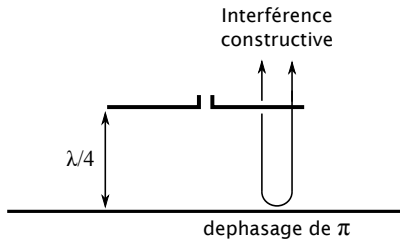


FIGURE 5.5 – Conducteur Electrique Parfait.

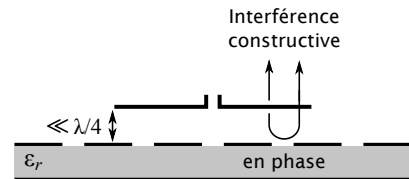


FIGURE 5.6 – Conducteur Magnétique Parfait.

5.2.2 Miniaturisation de CMA

Un CMA est composé de motifs périodiques, dont la périodicité p est inférieure à la longueur d'onde λ , répliqués sur un substrat diélectrique avec plan de masse. Historiquement, ces structures ont été réalisées avec des patches associés à des vias mais les efforts récents se concentrent sur le développement de motifs planaires sans via, monocouches ou multicouches. Dans la littérature, on trouve de nombreuses géométries selon le fonctionnement souhaité du CMA (monobande ou bi-bande).

Les Figures 5.7(a) et 5.7(b) sont des CMA monobande et bi-bande réalisés à l'IETR. La fréquence de résonance du premier est de 2.6 GHz celles du seconde de 2.5 GHz et 5.5 GHz. La Figure 5.7(c) est un CMA bi-bande réalisé sur de la feutrine lors des travaux de MANTASH (IETR). Les bandes passantes mesurées sont de 11.3% et 21.1% centrées sur 2.5 GHz et 5.35 GHz. Pour ce dernier exemple la période d'une cellule est de 2.8 cm soit $0.23\lambda_{2.5GHz}$ ($\epsilon_r = 1.2$ et $h = 4$ mm). Notons que la miniaturisation est favorisée par un substrat épais.

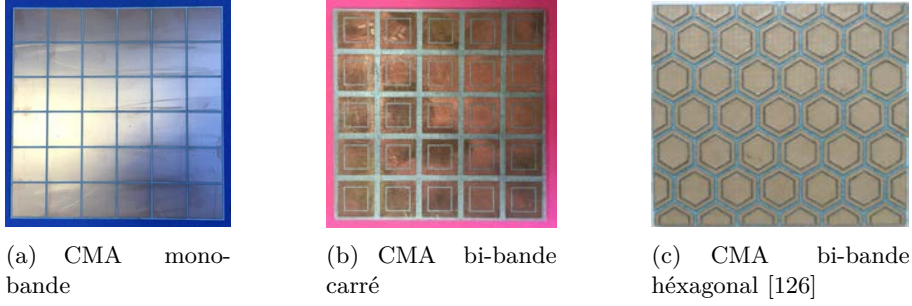
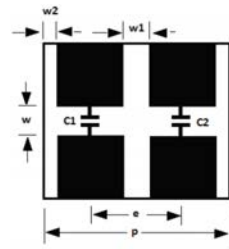


FIGURE 5.7 – Trois exemples de CMA.

Etant donné qu'un CMA est une structure périodique d'éléments résonnants d'une fraction significative de longueur d'onde, il est difficile d'obtenir des CMA de taille réduite fonctionnant en dessous de 1 GHz. Par exemple à 400 MHz la longueur d'onde est de 75 cm, ce qui signifie qu'une cellule de période 5 cm correspond à $0.067\lambda_0$. Il est impossible d'obtenir une telle miniaturisation avec les technologies présentées Figure 5.7, à part éventuellement en utilisant des substrats très épais ou ayant une permittivité très élevée. Cependant, de récents travaux ont proposé des méthodes de réduction significative des cellules de CMA en utilisant des capacités localisées [127–129]. Les auteurs de [128] ont conçu en simulation un CMA double bande centré sur 430 et 900 MHz. La période de la cellule élémentaire mesure 10 mm soit $0.014\lambda_{0.450\text{ MHz}}$, grâce à la présence des capacités C_1 et C_2 qui fixent les fréquences hautes et basses respectivement. La bande passante, très limitée, est de 2%. Ces résultats sont illustrés Figure 5.8. Les publications [127, 129, 130] explorent les mêmes pistes pour la miniaturisation. Malheureusement, la résistance série des capacités localisées, si faible soit elle, impacte l'efficacité du CMA.

Pour éviter de faire appel à des éléments localisés, il est possible d'utiliser des éléments imprimés. Dans [131] il est proposé une structure simple réalisée sur du FR4 de 1.6 mm d'épaisseur. Le CMA est illustré Figure 5.9. La capacité du circuit résonant est créée par le gap de deux cellules adjacentes et l'inductance par les fines lignes microrubans. Afin d'obtenir une fréquence de résonance réduite, il faut faire tendre L et C vers des valeurs élevées. En contre-partie, la bande passante est étroite. La solution est d'avoir un gap fin et une longue ligne, donc méandrée, très fine. Ici, elle a une largeur de 100 μm . Ces valeurs sont de 100 μm . Finalement la taille d'une cellule élémentaire est de $2.55 \times 2.55 \text{ cm}^2$ soit $0.03\lambda_0 \times 0.03\lambda_0$ pour une fréquence de résonance de 350 MHz.



(a) Cellule élémentaire du CMA

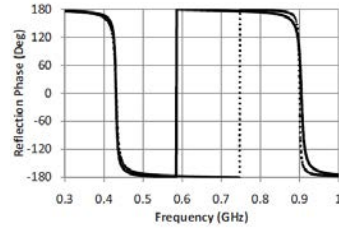
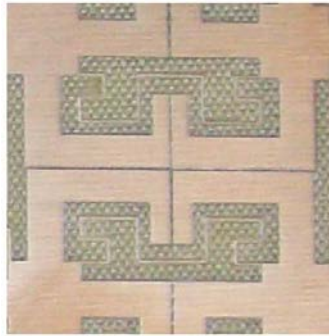

 (b) Simulation de la phase réfléchie, trait pointillé : $P = 10\text{mm}$

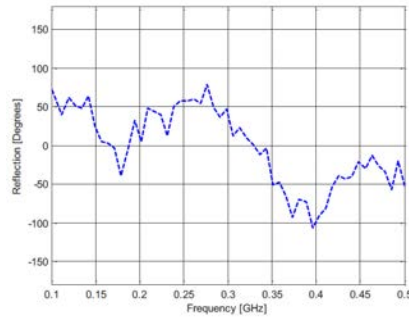
 FIGURE 5.8 – CMA avec capacités localisées ($C1 = 7.5\text{ pF}$ et $C2 = 19\text{ pF}$) [128].


FIGURE 5.9 – Schéma de la surface HIS [131].

Les auteurs de [132] utilisent la même technique pour réaliser leur CMA. La taille d'une cellule est de $3 \times 3\text{ cm}^2$ soit $0.033\lambda_0 \times 0.033\lambda_0$. La permittivité du substrat est de 4.8 et l'épaisseur de 1.6 mm. Les gravures les plus fines font $100\text{ }\mu\text{m}$. Cette surface haute impédance a une bande passante mesurée comprise entre 300 et 350 MHz.



(a) Cellule du CMA



(b) Coefficient de réflexion mesuré

FIGURE 5.10 – Cellule élémentaire et phase du coefficient de réflexion mesuré du CMA proposé par [132].

L'utilisation de Capacités Interdigitées (CI) est aussi une solution pour augmenter la valeur de la capacité entre deux cellules adjacentes. Ainsi les auteurs de [133] proposent cette solution dès 2005. Dans [134] l'idée est reprise pour réaliser une SHI. Cette surface avec CI est présentée Figure 5.11. Elle est réalisée sur du FR4 d'une épaisseur de 1.6 mm. La période de la cellule est de 7.75 mm. La caractérisation avec une onde plane normale donne une fréquence de résonance de 3.26 GHz avec une bande passante de 125 MHz (3.8%). Ramenée en fraction de longueur d'onde, la période d'une cellule élémentaire de cette SHI est de $0.084\lambda_0$.

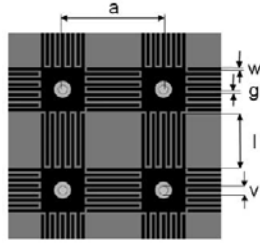
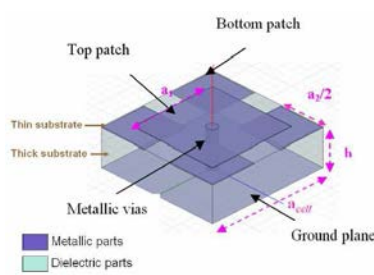


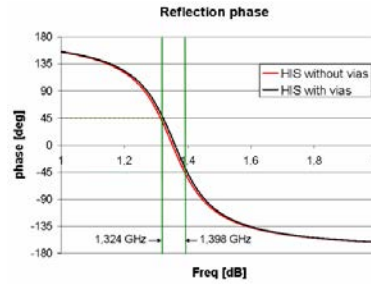
FIGURE 5.11 – Schéma d'un CMA avec CI [134].

L'emploi de structure multi-couches est un autre moyen de réduire la période d'un CMA. Ainsi les auteurs de [135] utilisent au dessus d'un diélectrique avec un plan de masse des réseaux de patches alternativement superposés et espacés par un fin diélectrique pour concevoir un CMA ayant une période de cellule de faibles dimensions. Ce type d'empilement peut être assimilé à un matériau à forte permittivité d'où la miniaturisation effectuée.

Dans [136] nous retrouvons une SHI double couche avec via utilisée comme BIE pour réduire le couplage entre antenne dans un réseau d'antennes de petite taille. La BIE se trouve à une fréquence de 1.35 GHz. La cellule unitaire d'une période de 5.35 mm est conçue sur des substrats de permittivité 2.2. La couche basse de la SHI, d'épaisseur significative, sert à créer l'impédance due au diélectrique. La couche haute est un fin diélectrique d'une épaisseur de 0.127 mm sur lequel est gravé sur chaque face du matériau un réseau de patch alternativement positionné comme illustré Figure 5.12(a). Cette couche supérieure permet de créer une impédance de grille élevée due aux couplages entre les deux réseaux de patches. Les patches supérieurs sont reliés au plan de masse par un via pour créer la BIE. Cependant nous pouvons observer sur la Figure 5.12(b) qu'avec ou sans les vias la SHI offre un comportement CMA ayant une fréquence de résonance de 1.35 GHz. En fonctionnement CMA, la structure a des dimensions de $0.024 \times 0.024 \lambda_0^2$.



(a) Cellule unitaire du CMA



(b) Coefficients de réflexion simulés avec et sans via

FIGURE 5.12 – Cellule élémentaire et phases du coefficient de réflexion simulées avec et sans via de la SHI proposée par [136].

La structure précédente pouvant être utilisée comme un CMA, les auteurs de [137] utilisent cette topologie pour transformer le rayonnement d'une antenne bidirectionnelle en un rayonnement unidirectionnel. L'antenne complète, qui opère autour de 6 GHz, est présentée Figure 5.13(a). Ses dimensions globales sont $30 \times 36 \times 9.5 \text{ mm}^3$. L'antenne utilise un CMA double couche plutôt que traditionnel afin de créer une surface comportant plus de cellules de manière à obtenir rapport gain avant/gain arrière plus élevé (6×6 et 7×7 cellules pour les couches hautes et basses respectivement). Le diagramme de rayonnement en trait plein sur la Figure 5.13(b) montre la redirection du rayonnement dans la direction opposée au CMA.

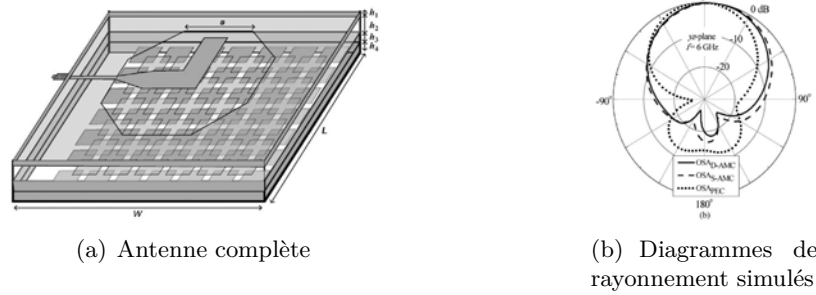


FIGURE 5.13 – Antenne associée avec un CMA double couche [137].

Nous discutons maintenant de l'impact de la miniaturisation du CMA sur sa bande passante. La bande passante relative $\Delta\omega/\omega_0$ est proportionnelle à $\sqrt{L_d/C_g}$ [125], alors si deux CMA ayant la même fréquence de résonance, l'un miniature l'autre non, utilisent le même substrat (L_g identique) alors ils ont la même bande passante. La miniaturisation n'a pas d'effet de réduction sur la bande passante.

5.3 Choix des structures et déroulement de la conception

D'après les quelques solutions de miniaturisation de CMA proposées dans l'état de l'art, nous sélectionnons deux concepts qui semblent adaptés à nos contraintes. Premièrement, nous retenons la structure qui emploie des capacités interdigitées que nous nommerons CMA à Capacité Interdigitées (CMA CI) et deuxièmement celle qui utilise deux réseaux de patches carrés superposés que nous nommerons CMA double couche.

Les autres structures ont chacune au moins une bonne raison d'être écartées. L'emploi de substrat épais n'est pas envisageable dans le cas d'une structure devant être légèrement pliable. Pour la même raison il n'est pas possible d'utiliser des capacités localisées sur une surface devant se déformer. Les soudures n'y résisteraient pas. De plus, il serait difficile d'assurer une capacité de grille constante sur toutes les cellules en raison de la tolérance des composants et des effets parasites liés à la soudure. Concernant l'utilisation de substrats à forte permittivité, ils sont rares dans les matériaux souples. Enfin, la réalisation de réactances imprimées nous semble peu convaincante.

Les CMA étudiés sont conçus à l'aide d'outils de simulation électromagnétique (*CST Microwave Studio*). Dans la majorité des cas, seule une cellule unitaire est modélisée et entourée de conditions périodiques. Les simulations sont faites en utilisant la théorie de Floquet ce qui permet de modéliser une surface infinie. Cependant des simulations de CMA finis sont menées afin de prendre en compte la finitude de la surface pour le cas de CMA avec peu de cellules. Pour les deux solutions de CMA retenues nous proposons des modèles analytiques pour expliquer physiquement le comportement des CMA et confirmer les résultats de simulation avant de lancer des réalisations. Les réalisations sont faites avec les moyens techniques de l'IETR (gravure chimique ou gravure laser avec graveuse de marque LPKF) sauf dans les cas où nous jugeons l'intervention de partenaires extérieurs plus judicieuse.

Concernant la partie expérimentale à 400 MHz, un nouvel obstacle majeur se dresse devant nous. La caractérisation de CMA se faisant par transmission bi-statique d'une onde plane d'incidence normale à la surface à caractériser, il est nécessaire d'utiliser des antennes directives. Ces antennes, bien souvent des cornets, sont très onéreuses dans les bandes de

fréquence voisines de 400 MHz. De plus, pour ne considérer que la surface à caractériser il est recommandé d'effectuer les mesures dans une chambre anéchoïde afin d'éviter toutes réflexions non désirées. Les antennes cornets étant volumineuses, la configuration de la mesure nécessite un espace important pour que l'antenne d'émission et de réception soient en position quasi normale au CMA. Ces points sont donc à l'heure actuelle un verrou pour nos mesures expérimentales.

Pour contourner ces problèmes nous allons considérer que les méthodes et théories de conception sont valides dans toute la bande UHF et allons donc concevoir les prototypes autour de 2.5 GHz. A cette fréquence nous possédons l'ensemble des moyens techniques pour concevoir et caractériser notre CMA. Une fois la mesure en accord avec les modèles analytiques, nous proposerons des prototypes de CMA à 400 MHz.

5.4 Validation des méthodes numériques et expérimentale à partir de CMA simple carré

L'objectif de cette partie est de réaliser des CMA simples, en utilisant un réseau de patches carrés pour créer l'impédance de grille, dans le but d'évaluer les méthodes de simulation, de sélectionner une méthode de base pour la modélisation analytique et de mettre en place et valider la configuration de mesure. Nous débutons par la conception et la réalisation d'un CMA à 2.5 GHz puis d'un second à 400 MHz.

5.4.1 CMA simple carré à 2.5 GHz

5.4.1.1 Conception et simulations du CMA

Ce premier CMA simple carré est conçu et réalisé sur un substrat Roger RO3003 ($\epsilon_r = 3$ et $\tan \delta = 0.0013$) d'une épaisseur h de 1.52 mm. La cellule élémentaire est présentée Figure 5.14. Elle a une période P de 30 mm soit $0.26\lambda_0$ et un gap g entre chaque patch de 1.5 mm. Un CMA 6×6 cellules est réalisé à des fins expérimentales. Il est visible Figure 5.15. Ses dimensions totales sont de $180 \times 180 \text{ mm}^2$.

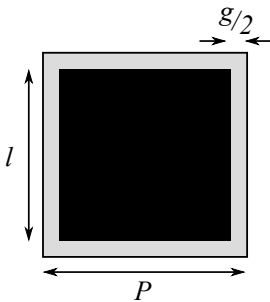


FIGURE 5.14 – Schéma de la cellule unitaire du CMA simple carré.

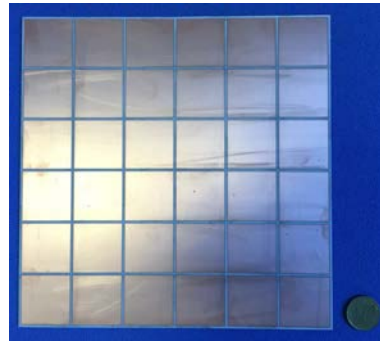


FIGURE 5.15 – CMA 6×6 cellules réalisé.

Dans un premier temps les simulations sont menées de manière fréquentielle en utilisant la théorie de Floquet. Une seule cellule est modélisée et entourée de conditions périodiques. La surface supérieure du CMA est choisie comme le plan de référence de phase et est illuminée par une onde plane d'incidence normale. La fréquence de résonance est obtenue lorsque la phase du coefficient est égale à 0° . Dans un second temps le CMA fini est simulé. Pour cela nous évaluons la Surface Equivalente Radar (SER) du CMA illuminé par une onde plane d'incidence normale et calculons la phase de l'onde réfléchie dans la direction normale au

CMA. La même simulation, utilisée comme référence, est effectuée avec une plaque métallique de mêmes dimensions. La phase du coefficient de réflexion du CMA est ensuite obtenue par [125] :

$$\phi = \phi_{CMA} - \phi_{PEC} + \pi \quad (5.4)$$

π est ajouté pour prendre en compte l'inversion de phase due à la surface métallique ($\Gamma = -1$). Cette procédure est effectuée avec le solveur fréquentiel et temporel.

5.4.1.2 Modélisation analytique

La modélisation analytique des CMA permet de s'affranchir des temps de calculs dus aux simulations paramétriques nécessaires pour déterminer les paramètres d'une cellule élémentaire. Néanmoins, la simulation permet de valider les dimensions du CMA déterminées analytiquement, lesquelles sont ensuite confirmées par une mesure. Cette dernière sert de juge de paix en cas de désaccords trop importants.

Dans une grande majorité des cas, la théorie des lignes de transmission sans perte est utilisée pour modéliser une SHI. Le modèle que nous utilisons est schématisé en Figure 5.16 où Z_{c-c} est le court circuit, $Z_c = Z_0/\sqrt{\epsilon_r}$ est l'impédance caractéristique de la fraction de ligne modélisant le substrat diélectrique et $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ l'impédance de l'onde dans le vide

Le court circuit créé par le plan de masse du substrat diélectrique peut être ramené dans le plan supérieur du CMA par l'équation d'une ligne de transmission sans perte :

$$Z_d = Z_c \frac{Z_{c-c} + jZ_c \tan(\beta h)}{Z_c + jZ_{c-c} \tan(\beta h)} \quad (5.5)$$

où $\beta = k_0\sqrt{\epsilon_r}$, k_0 étant le nombre d'onde. En considérant h très fin nous avons $\tan(\beta h) \sim \beta h$ ce qui nous donne après simplification :

$$Z_d = j\omega\mu_0 h \quad (5.6)$$

L'impédance Z_d possède la forme d'une impédance inductive dont l'inductance

$$L_d = \mu_0 h \quad (5.7)$$

est simplement fonction de la perméabilité (strictement dans le cas de matériaux diélectriques) et de l'épaisseur h .

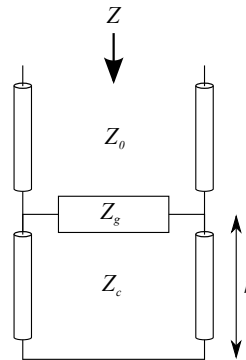


FIGURE 5.16 – Modèle équivalent d'une cellule unitaire de CMA représenté par une ligne de transmission.

Le réseau de patch sur la partie supérieure du CMA crée un effet capacitif dû aux couplages entre les patches adjacents. Cette impédance nommée impédance de grille est symbolisée Z_g . L'impédance Z_g est donc dépendante de la géométrie du motif métallique de la cellule élémentaire et c'est sur la détermination de son expression que les efforts de modélisation se concentrent. Dans le cas d'un réseau de patches, l'estimation de C_g la plus répandue est le modèle local quasi-statique de SIEVENPIPER [125] :

$$C_g = \frac{\epsilon_0(1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{l + g}{g} \right) l \quad (5.8)$$

Le modèle final d'une cellule unitaire d'un CMA se résume à un circuit parallèle LC dont l'impédance totale s'écrit :

$$Z = Z_d \parallel Z_g = \frac{j\omega L_d}{1 + j^2 L_d C_g \omega^2} \quad (5.9)$$

pour laquelle la fréquence de résonance est :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_d C_g}} \quad (5.10)$$

La phase du coefficient de réflexion est déterminée par :

$$\phi = \Im \left[\ln \left(\frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right) \right] \quad (5.11)$$

5.4.1.3 Caractérisation expérimentale

Les caractérisations expérimentales des CMA sont effectuées dans une chambre anéchoïde comme illustré Figure 5.17. Les mesures sont effectuées avec deux cornets quasi co-localisés travaillant dans la bande 0.75 – 18 GHz (3115 Double-Ridged Guide Antenna Lindgren) et placées 3 m devant le CMA sous test (cette distance satisfait les conditions de champs lointains $2D^2/\lambda$). Ces antennes directives permettent un pointage plus efficace sur les surfaces à caractériser. La mesure du coefficient de réflexion du CMA sous test s'effectue en deux étapes et s'apparente à la méthode mise en œuvre pour la simulation de la structure finie dans la partie 5.4.1.1. La première étape est la mesure du coefficient de transmission entre les antennes Tx et Rx d'une onde réfléchi par une plaque métallique, de dimensions identiques au CMA sous test, servant de référence. Pour la seconde étape, la plaque métallique est remplacée par le CMA sous test. Afin d'améliorer les résultats de mesure un fenêtrage est utilisé pour isoler que les réflexions dues aux deux surfaces. La phase réelle du coefficient de réflexion au niveau de la surface du CMA est déterminée par (5.4).

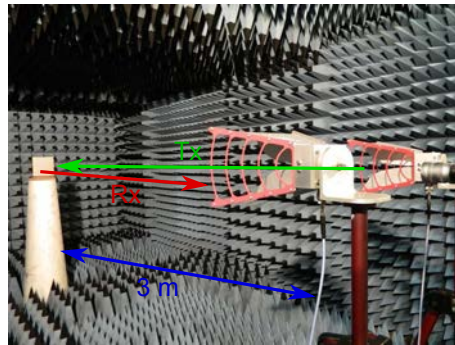


FIGURE 5.17 – Configuration de mesure en réflexion d'un CMA.

5.4.1.4 Comparaison des résultats de simulations, analytiques et expérimentaux

La Figure 5.18 présente une comparaison des différents résultats de simulation avec les résultats analytiques et de mesure. Comme nous pouvons le constater, les trois résultats de simulation donnent la même allure de la phase du coefficient de réflexion. La fréquence de résonance du CMA simulée avec la théorie de Floquet est de 2.72 GHz et sa bande passante est de 198 MHz (7.3%). Les résultats pour la structure finie sont très voisins. Nous pouvons en retenir qu'il n'est pas nécessaire de simuler les structures finies dans cette bande de fréquence. Remarquons que pour la simulation avec le solveur fréquentiel, l'outil de simulation rejette certains points hors de l'intervalle $\pm 180^\circ$, c'est pour cette raison que la bande passante est clairsemée de points. La mesure de la phase du coefficient de réflexion est quasi identique aux résultats prédits en simulation. La fréquence de résonance mesurée est de 2.73 GHz pour une bande passante de 236 MHz (8.6%). La bande passante est sensiblement plus large qu'attendue. Cela peut être expliqué par le fenêtrage effectué durant la mesure qui influe sur la qualité du résultat. En revanche le résultat issu du modèle analytique estime très mal la phase du coefficient de réflexion. Ce dernier prévoit une fréquence de résonance de 3.34 GHz soit une déviation de 14%.

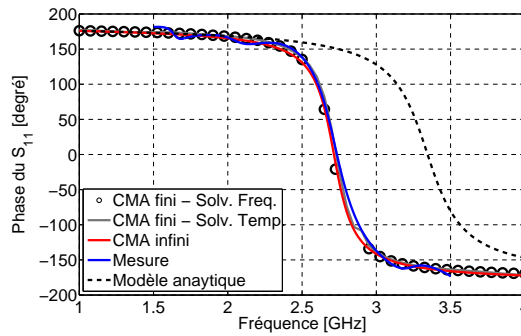


FIGURE 5.18 – Phases du coefficient de réflexion.

Afin de vérifier si le modèle analytique est plus performant à plus hautes fréquences, nous l'appliquons à un CMA utilisant le même substrat et la même structure que le précédent mais avec des dimensions plus faibles de manière à élever sa fréquence de résonance à 5.5 GHz. Désormais les dimensions P et l sont égales à 14 mm et 12.5mm. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.19 la courbe de phase est correctement évaluée par le modèle. Cet exemple nous montre que le modèle analytique possède sa limite de validité. En l'occurrence celui-ci évalue difficilement la phase du coefficient de réflexion de CMA avec des cellules de larges dimensions.

Ces comparaisons nous ont permis de valider nos méthodes de simulation et de mesure. Cependant il nous reste à comprendre pourquoi le modèle analytique s'éloigne des simulations en bande UHF. Pour cela nous allons faire un inventaire des modèles disponibles dans la littérature et évaluer leurs performances.

5.4.1.5 Inventaire de modèles disponibles dans la littérature

Comme nous l'avons constaté, le modèle de SIEVENPIPER [125] donné par l'Equation (5.8) présente des limites en fonction de la taille de la cellule unitaire du CMA à modéliser. Nous avons parcouru la littérature pour sélectionner diverses méthodes de modélisation dont quatre seront détaillées dans cette partie. Pour chaque modèle nous utilisons une valeur approchée

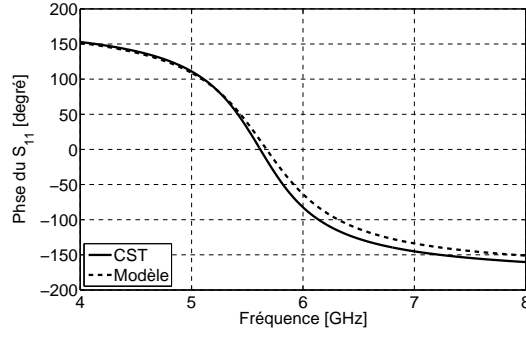


FIGURE 5.19 – Phase du coefficient de réflexion du CMA résonant à 5.5 GHz.

de la permittivité relative du milieu entouré d'air $(\epsilon_r + 1)/2$ et la permittivité relative effective calculée à l'aide de l'Equation (5.12).

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F\left(\frac{l}{h}\right) \quad (5.12)$$

$$F\left(\frac{l}{h}\right) = \begin{cases} \left(1 + \frac{12h}{l}\right)^{-\frac{1}{2}} & \text{si } \frac{l}{g} < 1 \\ \left(1 + \frac{12h}{l}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.041 \left(1 - \frac{l}{h}\right)^2 & \text{si } \frac{l}{g} \geq 1 \end{cases} \quad (5.13)$$

Modèle Sievenpiper [125] Ce modèle reprend l'Equation (5.8).

$$C_{g1} = \frac{2}{\pi} \epsilon_0 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \cosh^{-1}\left(\frac{l + g}{g}\right) l \quad (5.14)$$

$$C'_{g1} = \frac{2}{\pi} \epsilon_0 \epsilon_{r_{eff}} \cosh^{-1}\left(\frac{l + g}{g}\right) l \quad (5.15)$$

Modèle Luukkonen [138] Ces expressions de C_g sont déterminées à partir des travaux de LUUKKONEN *et al.* [138] à partir desquels nous pouvons, par identification [139] (*cf.* Annexe B), déterminer une valeur de C_g en fonction de P et g .

$$C_{g2} = \frac{2}{\pi} \epsilon_0 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \ln\left(\csc \frac{\pi g}{2P}\right) P \quad (5.16)$$

$$C'_{g2} = \frac{2}{\pi} \epsilon_0 \epsilon_{r_{eff}} \ln\left(\csc \frac{\pi g}{2P}\right) P \quad (5.17)$$

Modèle Mosallaei [140] Les expressions présentées ci-dessous sont normalement utilisées pour décrire la capacité par une unité de longueur de deux lignes parallèles couplées [141, 142] sur un diélectrique. Or dans le cadre de CMA nous avons la présence d'un plan de masse. Cependant nous ne prenons pas en compte la capacité créée entre la grille et le plan de masse car l'épaisseur du diélectrique est suffisamment grande. Le modèle analytique utilise les intégrales elliptiques de premier ordre $K(k)$ où $k_1 = \sqrt{1 - k_1'^2}$ et $k_1' = \frac{g}{l+g}$.

$$C_{g3} = \epsilon_0 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} l \quad (5.18)$$

$$C'_{g3} = \epsilon_0 \epsilon_{r_{eff}} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} l \quad (5.19)$$

Modèle Bahl [143] Ce dernier modèle est très voisin du précédent mais propose une autre définition des paramètres k des intégrales elliptiques de premier ordre comme étant où $k_2 = \tan^2\left(\frac{a\pi}{4b}\right)$ et $k'_2 = \sqrt{1 - k_2^2}$ avec $a = \frac{l}{2}$ et $b = \frac{l+g}{2}$.

$$C_{g4} = 2\epsilon_0 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \frac{K(k_2)}{K(k'_2)} l \quad (5.20)$$

$$C'_{g4} = \epsilon_0 \epsilon_{r_{eff}} \frac{K(k_2)}{K(k'_2)} l \quad (5.21)$$

Les phases du coefficient de réflexion calculées à partir des quatre modèles analytiques appliqués aux CMA sur Rogers RO3003 à 2.5 et 5.5 GHz sont présentées Figure 5.20. Cette représentation graphique permet d'effectuer un criblage des modèles proposés pour sélectionner les plus satisfaisants. Pour le cas du CMA à 2.5 GHz (Figure 5.20(a)) ce sont les modèles Sievepijper, Mosallaei et Bahl donnant les valeurs C'_{g1} , C'_{g3} et C'_{g4} (1.65 pF, 1.96 pF et 1.76 pF respectivement) qui calculent au mieux la phase du coefficient de réflexion. En revanche pour le CMA à 5.5 GHz se sont les modèles Sievepijper, Luukkonen et Bahl donnant les valeurs C_{g1} , C'_{g2} et C_{g4} les meilleures (0.41 pF, 0.37 pF et 0.59 pF). Une nouvelle fois il n'y a pas d'accord entre les deux cas sur un modèle analytique. Grâce au Tableau 5.1 nous pouvons observer qu'il y a de fortes dispersions sur les valeurs de C_g . Ces disparités sont en parties dues à la difficulté d'évaluer la véritable permittivité effective au niveau du gap entre deux patches. Nous en déduisons qu'il faut adapter le modèle mis en oeuvre en fonction de la bande de fréquence et du type de grille.

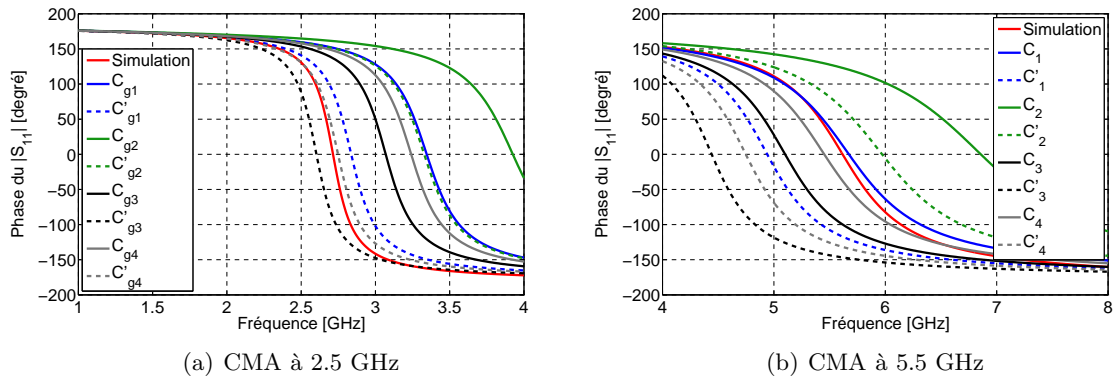


FIGURE 5.20 – Phase du coefficient de réflexion simulé comparée à quatre modèles.

5.4.2 CMA simple carré à 400 MHz

Un CMA simple carré est conçu et réalisé sur un substrat Neltec NH9410 ($\epsilon_r = 4.04$ et $\tan \delta = 0.003$) d'une épaisseur h de 3.125 mm. La cellule élémentaire est identique à celle

TABLEAU 5.1 – Permittivités effectives calculées et valeurs de la capacité de grille C_g en fonction de quatre modèles analytiques proposés pour les CMA à 2.5 et 5.5 GHz.

CMA à 2.5 GHz			CMA à 5.5 GHz		
ϵ_{eff}	2.78		ϵ_{eff}	2.64	
C_{g1}	1.18 pF	–	C_{g1}	0.41 pF	–
C'_{g1}	1.65 pF	+39.8%	C'_{g1}	0.54 pF	+31.7%
C_{g2}	0.86 pF	–27.1%	C_{g2}	0.28 pF	–31.7%
C'_{g2}	1.20 pF	+1.7%	C'_{g2}	0.37 pF	–9.8%
C_{g3}	1.41 pF	+19.5%	C_{g3}	0.51 pF	+24.4%
C'_{g3}	1.96 pF	+66.5%	C'_{g3}	0.67 pF	+63.4%
C_{g4}	1.26 pF	+6.8%	C_{g4}	0.45 pF	+9.8%
C'_{g4}	1.76 pF	+49.2%	C'_{g4}	0.59 pF	+43.9%

présentée Figure 5.14. La période P est de 180 mm soit $0.24\lambda_0$ et le gap g entre chaque patch est de 5 mm. Un CMA 2×2 cellules est réalisé à des fins expérimentales. Nous nous limitons à cette structure en raison de ses grandes dimensions qui sont au totale de $360 \times 360 \text{ mm}^2$. Le CMA réalisé est visible Figure 6.4(b) au Chapitre 6.2.2.

Les trois types de simulations utilisés pour la structure précédente sont mis en œuvre pour déterminer la phase du coefficient de réflexion de la structure CMA à 400 MHz. Les résultats sont présentés Figure 5.21. Il n'est pas présenté sur cette figure un résultat issu d'un modèle analytique car ceux proposés surestimaient fortement la fréquence de résonance (+180 MHz pour le plus proche, soit +45%). Nous ne présentons pas non plus de résultat de mesure que nous ne savons pas réaliser. Nous constatons que la fréquence de résonance pour la structure infinie est de 403 MHz avec une bande passante de 8.8 MHz (2.2%). Pour le cas de la simulation de la structure finie les deux solveurs sont en accord mais prédisent une fréquence de résonance 12 MHz plus élevée que celle issue de la théorie de Floquet. La fréquence de résonance du CMA fini est de 415 MHz avec une bande passante de 1.7 MHz (1.7%). Bien que la fréquence de résonance du CMA fini soit plus élevée que celle du CMA infini la bande passante est plus réduite. Ce phénomène est très probablement dû aux nombres limités de cellules qui composent le CMA.

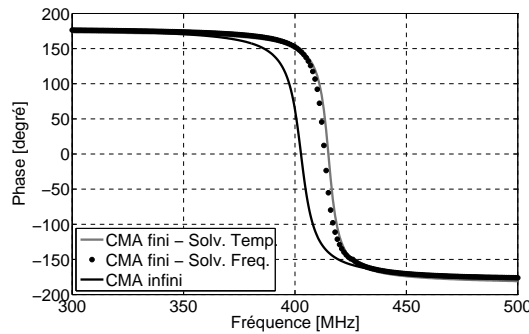


FIGURE 5.21 – Phases des coefficients de réflexion du CMA résonant à 400 MHz.

Comme nous ne savons pas mesurer la phase du coefficient de réflexion de ce CMA à 400 MHz nous proposons de valider son comportement en l'associant avec une antenne. Cette partie sera développée dans le Chapitre 6.2.2.

5.5 CMA à capacités interdigitées

5.5.1 Description de la structure et étude paramétrique

Notre structure CMA à capacités interdigitées est inspirée des travaux résumés dans [133]. Nous utilisons cette technologie dans le but d'obtenir une cellule unitaire de petite taille vis-à-vis de la longueur d'onde. Rappelons que la finalité du projet est de concevoir un CMA pouvant être déformable, il ne nous est alors pas possible d'augmenter son épaisseur pour obtenir une inductance L_d élevée. Dans ce cas, notre unique moyen pour miniaturiser la cellule unitaire du CMA est d'augmenter la valeur de C_g . Cette dernière étant due aux couplages capacitifs entre patches voisins, nous proposons d'accroître la valeur de C_g en connectant deux patches adjacents par une Capacité Interdigitée (CI).

La cellule unitaire que nous allons étudier est présentée Figure 5.22. Sa grille est composée d'un patch central carré de côté d . L'espace qui sépare deux patches centraux voisins est L . Il est occupé par une CI ayant N doigts. La largeur d'un doigt est w et l'espace entre chaque doigt est g . Pour des raisons de simplicité $w = g$, ce qui permet d'obtenir $d = (2N - 1) \times w$. La longueur totale du chevauchement de deux doigts est $l = L - 2g$. Enfin la période de la cellule unitaire est $P = d + L$. La grille est posée sur un substrat diélectrique, avec plan de masse, d'une épaisseur h .

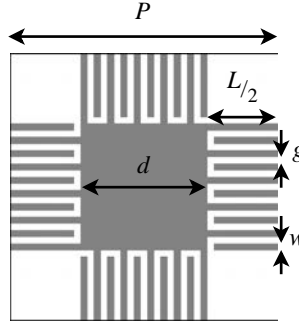


FIGURE 5.22 – Schéma de la cellule unitaire avec capacités interdigitées.

Afin de comprendre le fonctionnement du CMA nous menons une étude paramétrique sur la phase du coefficient de réflexion en fonction des paramètres N , P , d , L et de la permittivité relative du diélectrique. La cellule de référence est réalisée sur du Rogers RO3003 ($\epsilon_r = 3$ et $\tan \delta = 0.0013$). Les dimensions de la cellule unitaire sont rassemblées dans le Tableau 5.2. Les résultats de l'étude sont présentés Figure 5.23.

TABLEAU 5.2 – Dimensions de la cellule unitaire de référence.

P	15 mm	w	0.3 mm
L	4.5 mm	g	0.3 mm
d	10.5 mm	N	18
l	3.9 mm	h	1.52 mm

La Figure 5.23(a) montre que la permittivité relative permet d'ajuster la fréquence de résonance. Plus la permittivité relative est grande plus la fréquence de résonance est petite. Nous nous intéressons maintenant au nombre de doigts N . Sur la Figure 5.23(b) nous constatons que plus le nombre de doigts est élevé, ce qui signifie aussi que les doigts sont plus fins et plus serrés, plus la fréquence de résonance diminue. La fréquence de résonance diminue

également lorsque nous allongeons la longueur des doigts comme illustré Figure 5.23(c). En revanche lorsque nous faisons varier d (L fixée) comme sur la Figure 5.23(d) la fréquence de résonance est invariante.

Nous pouvons déduire de cette étude que seuls les paramètres N et L ainsi que la permittivité relative fixent la fréquence de résonance. Nous pourrions néanmoins inclure h dans cette liste mais nous savons que cette valeur agit principalement sur l'impédance due au diélectrique.

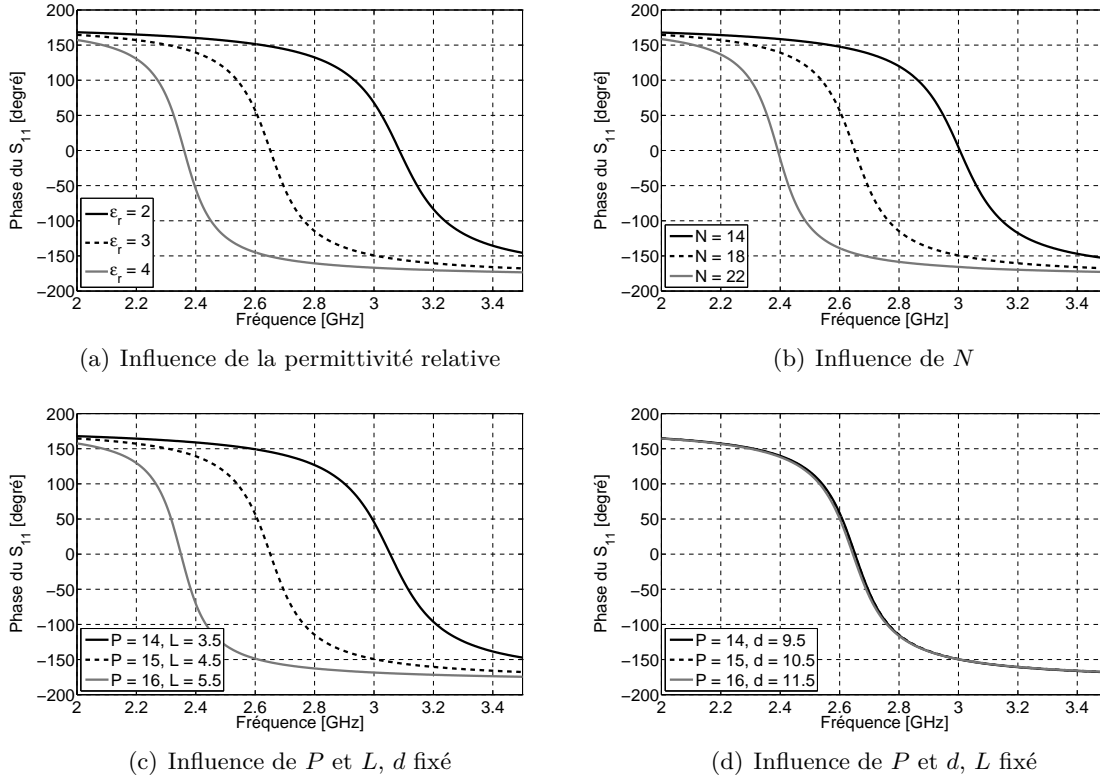


FIGURE 5.23 – Etude paramétrique sur la phase du coefficient de réflexion en fonction des paramètres N , P , d , L et de la permittivité relative du diélectrique.

5.5.2 Modèle équivalent

D'après [143] une capacité interdigitée peut se modéliser par le circuit équivalent présenté Figure 5.24. Sur ce modèle équivalent, C est la capacité créée par l'entrelacement des doigts. Physiquement, cet entrelacement peut être vu comme une somme de capacités créées par deux lignes couplées. R est la résistance série de la capacité due à la résistivité du conducteur constituant la CI. L est l'inductance série créée par la CI. Pour évaluer L , la CI est vu comme une ligne micro-ruban car si nous considérons $w/h \ll 1$, les lignes de champ magnétique autour de la CI ont des contributions bien plus grandes que celles autour de chaque doigt. Enfin C_s peut être assimilée à la capacité créée par cette même ligne microruban.

Nous utilisons le modèle ligne de transmission décrit précédemment pour étudier le comportement de notre cellule unitaire. Nous ne faisons pas apparaître la résistance série R , que nous considérons comme nulle pour simplifier le modèle, ainsi que la capacité C_s . En effet nous considérons que cette capacité possède une borne non connectée dans notre circuit équivalent car il n'y a pas de référence de masse sur le modèle ligne de transmission modélisant le

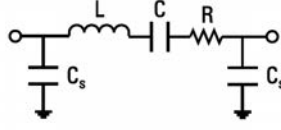


FIGURE 5.24 – Schéma équivalent d'une capacité interdigitée [143].

CMA. La contribution de C_s est donc nulle. Le modèle final que nous choisissons pour notre cellule unitaire de CMA est schématisé Figure 5.25.

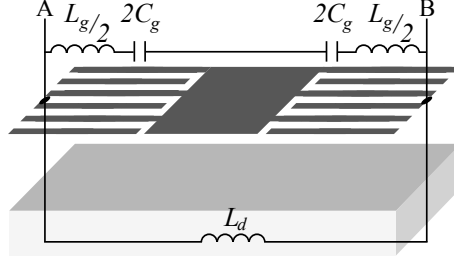


FIGURE 5.25 – Schéma équivalent de la cellule unitaire à capacité interdigitée.

L'inductance L_g est obtenue par l'équation (5.22) [143] en utilisant $l = L - 2g$, la longueur du chevauchement de deux doigts.

$$L_g = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}}{c} l \quad (5.22)$$

où Z_c est l'impédance caractéristique d'une ligne de largeur d et $\epsilon_{r_{eff}}$ la permittivité effective vue par la ligne. Ces valeurs, détaillées en (5.23) et (5.24), sont obtenues grâce aux équations empiriques issues de [141].

$$Z_c = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \left[\frac{d}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{d}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (5.23)$$

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{d} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5.24)$$

Nous réutilisons certaines formules issues de la Partie 5.4.1.5 pour modéliser la CI et évaluer C_g . Une capacité interdigitée peut être vue comme une mise en parallèle de $N - 1$ lignes parallèles couplées. Il suffit alors de connaître la capacité par unité de longueur entre deux doigts pour déterminer la capacité créée par la CI. Dans la littérature, la capacité C_g est exprimée de diverses manières. Nous faisons le choix de modéliser C_g de deux manières différentes, employant les intégrales elliptique complète de premier ordre, ce qui conduira à un modèle A et un modèle B

Le modèle A utilise l'Equation (5.25) définie dans [144] pour évaluer C_g où $k_1 = \sqrt{1 - k_1'^2}$ et $k_1' = \frac{g}{w+g}$.

$$C_g = \epsilon_0 \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} (N - 1) l \quad (5.25)$$

Le modèle B utilise l'Equation (5.26) définie dans [143] pour évaluer C_g où $k_2 = \tan^2 \left(\frac{a\pi}{4b} \right)$, $k_2' = \sqrt{1 - k_2^2}$ avec $a = \frac{w}{2}$ et $b = \frac{w+g}{2}$. $\epsilon'_{r_{eff}}$ est la permittivité effective vue par un seul doigt de la CI (équation (5.27)).

$$C_g = 2\epsilon_0 \epsilon'_{r_{eff}} \frac{K(k_2)}{K(k_2')} (N - 1) l \quad (5.26)$$

$$\epsilon'_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \quad (5.27)$$

Comme nous pouvons le remarquer dans les équations (5.25) et (5.26) C_g est proportionnel à N et l , c'est une capacité par unité de longueur. Ce constat nous permet d'expliquer pourquoi une grande valeur de N et L (Figures 5.23(b) et 5.23(c)) engendre une fréquence de résonance faible. En effet, plus N ou L est grand, plus C_g devient grand ce qui conduit à une fréquence de résonance faible. De plus, les deux modèles confirment que la fréquence de résonance est indépendante de d . Dans notre cas $w = g$ donc les variables k_1 , k'_1 , k_2 et k'_2 sont constantes impliquant les rapports $\frac{K(k_i)}{K(k'_i)}$ constants dans les équations (5.25) et (5.26) quel que soit d .

5.5.3 CMA à 2.5 GHz

5.5.3.1 Etudes paramétriques

Dans le but de valider notre modèle équivalent nous faisons de nouvelles études paramétriques pour comparer les fréquences de résonance obtenues en simulation avec celles obtenues avec les modèles analytiques. La cellule de référence employée est celle décrite au paragraphe 5.5.1. Nous testons quatre paramètres : N , L , h et la permittivité relative. Les résultats sont présentés Figure 5.26.

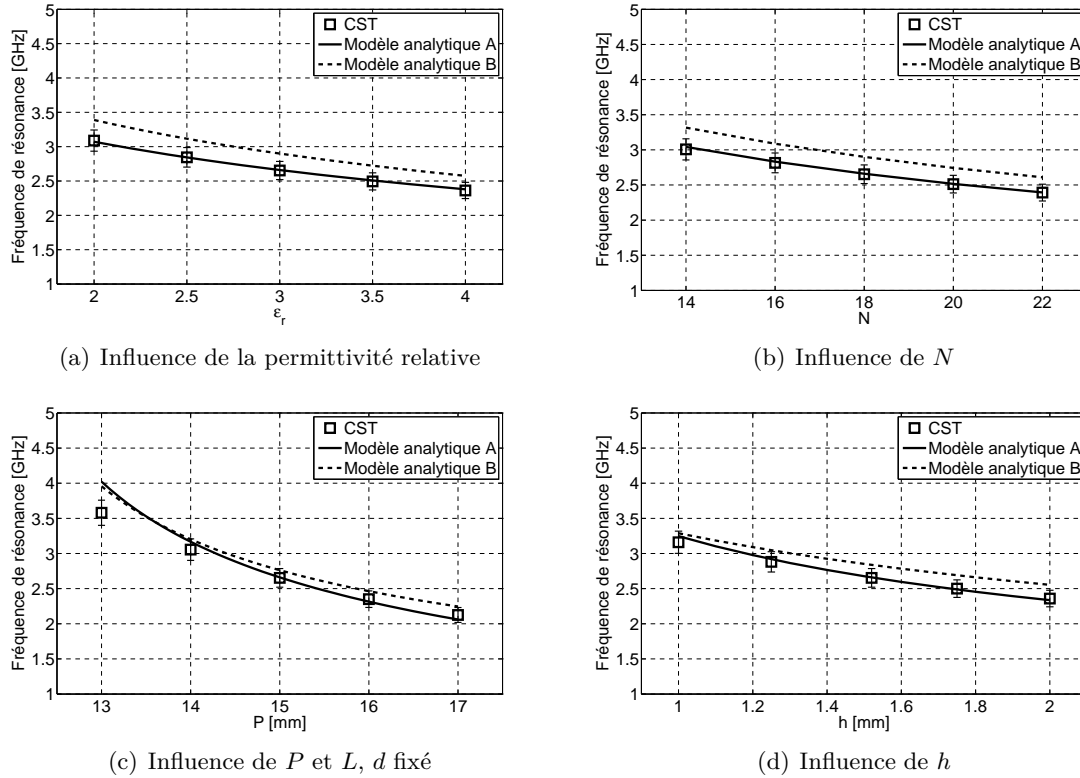


FIGURE 5.26 – Comparaison des fréquences de résonance obtenues en simulation avec celles issues des modèles analytiques pour les paramètres N , L , h et la permittivité relative. La barre d'erreur représente $\pm 5\%$.

De prime abord, lors de l'observation des résultats de l'étude paramétrique, nous pouvons

conclure que le modèle analytique A est performant et plus fiable que le modèle analytique B. Pour des variations des paramètres ϵ_r , N et h autour de leur valeur de référence, le modèle A estime la fréquence de résonance avec une erreur toujours inférieure à 5%. Pour le paramètre P l'estimation devient défaillante au delà d'une période inférieure à 14 mm. En effet le modèle A surestime la fréquence de résonance, ce qui implique que la capacité C_g est sous estimée ou alors qu'une autre capacité non prise en compte dans le modèle ne devient plus négligeable. Après cette hypothèse il est important de rappeler que si P vaut 14 mm alors $L = 3.5$ mm donc deux patches adjacents deviennent très proches. Il serait alors judicieux de prendre en compte la capacité de couplage entre deux patches (équation (5.8)). Cette supposition sera étudiée dans la partie 5.5.5.

5.5.3.2 Validation expérimentale

Dans le but de valider expérimentalement les résultats analytiques, un CMA 12×12 cellules, utilisant pour chaque cellule les dimensions de référence issues du Tableau 5.2, est réalisé par gravure laser. Il est visible Figure 5.27. Une cellule unitaire fait $0.13\lambda_0 \times 0.13\lambda_0$ soit une surface quatre fois plus faible que celle de la cellule unitaire du CMA simple carré présenté Figure 5.15. Les dimensions totales de la structure réalisée sont 175.50×175.50 mm².

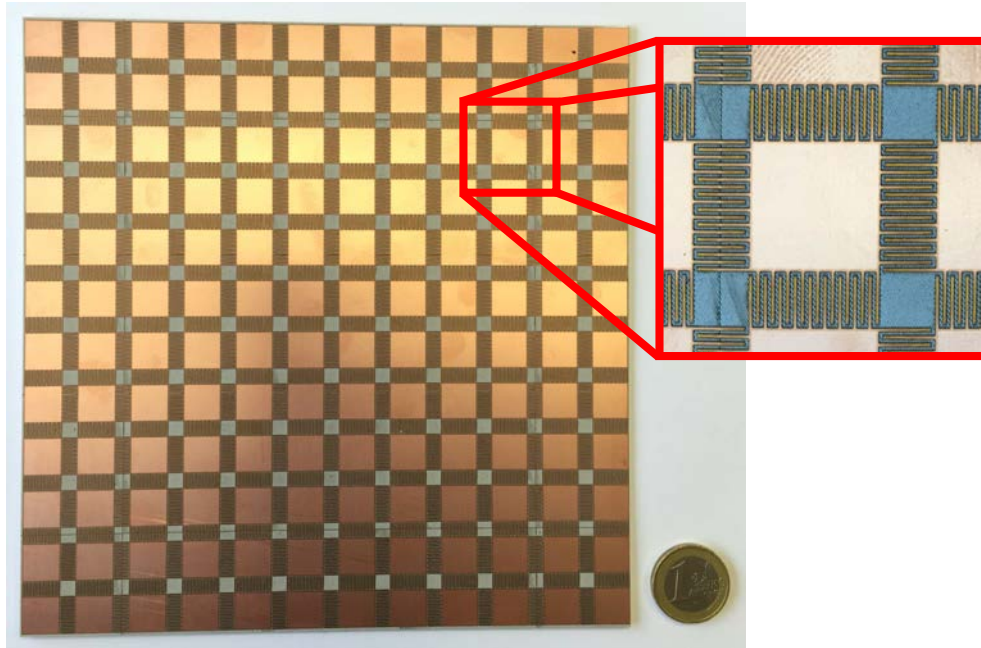


FIGURE 5.27 – CMA à capacités interdigitées 12×12 cellules.

La phase du coefficient de réflexion simulée est représentée par la courbe rouge sur la Figure 5.28. La fréquence de résonance du CMA est de 2.66 GHz avec une bande passante de 189 MHz. Le modèle analytique A est en parfait accord avec le résultat prédit par la simulation.

La phase du coefficient de réflexion mesurée est également tracée sur la Figure 5.28 et est comparée avec la simulation et les deux modèles. La fréquence de résonance mesurée est de 2.88 GHz avec une bande passante de 208 MHz (7.2%). Comme nous pouvons le constater la fréquence de résonance mesurée est 222 MHz plus élevée que celle simulée (2.66 GHz), ce qui représente une déviation de 8.3%. Ceci implique également que le résultat expérimental s'écarte d'autant du résultat issu du modèle analytique A.

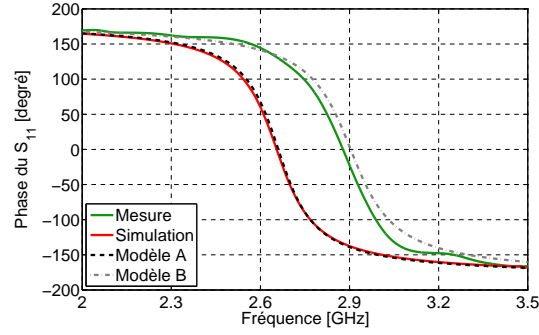


FIGURE 5.28 – Phases du coefficient de réflexion simulé et mesurée comparés aux deux modèles analytiques.

La fréquence de résonance mesurée est plus élevée que celle attendue. L'hypothèse la plus probable est que la capacité réelle créée entre deux patches est plus faible de celle modélisée. Un tel décalage ne peut pas être entièrement dû à une minime baisse de la permittivité du substrat utilisé par rapport aux données constructeurs. L'observation de la CI montre de légères aspérités créées par la gravure, ne donnant pas des bords parfaitement lisses, qui pourraient abaisser la capacité due aux couplages entre deux doigts. Cependant ces faibles imprécisions ne peuvent pas être les seules responsables de l'abaissement de la capacité de grille. La modélisation du CMA CI réelle pourrait contenir une capacité série parasite élevée que nous n'avons pas modélisé.

5.5.4 CMA à 466 MHz

5.5.4.1 Cellule unitaire de taille moyenne

Dans cette partie nous souhaitons concevoir une cellule qui puisse utiliser le matériau souple caoutchouc silicone. Pour accentuer la miniaturisation nous choisissons un silicone d'épaisseur $h = 3$ mm (pour avoir un L_d grand). Nous rappelons que la permittivité mesurée de ce matériau est de 3. Le motif de la grille est celui présenté Figure 5.22. La surface du silicone n'étant pas métallisable les parties conductrices devront être liées au substrat par un adhésif. Il est envisagé d'utiliser l'e-textile *ShielditTM Super* adhésif ou pour plus de précision un film avec des impressions conductrices. Afin de limiter les difficultés de transposition de la grille vers le substrat nous décidons d'élargir les doigts et les gaps de la CI. Nous fixons d à 30 mm. Les dimensions de la grille sont rassemblées dans le Tableau 5.3. La cellule est optimisée à la fréquence Tx d'ARGOS.

TABLEAU 5.3 – Dimensions de la cellule unitaire de référence.

P	63 mm	w	0.857 mm
L	33 mm	g	0.857 mm
d	30 mm	N	18

Dans un premier temps nous voulons valider par simulation et par mesure le motif de grille sur un substrat rigide. Nous choisissons un substrat diélectrique s'approchant des caractéristiques du caoutchouc silicone, le Neltec NH9410 d'une épaisseur h de 3.125 mm et d'une permittivité donnée par le fabricant de 4.04. Lors des simulations l'importance du maillage est primordiale car il peut être responsable de résultats très erronés. La solution mise en place pour valider notre maillage est d'effectuer plusieurs fois la même simulation

en incrémentant la densité des mailles par longueur d'onde. A partir d'un seuil les résultats convergent. Nous utilisons ce seuil pour les simulations suivantes (d'une mise à jour à l'autre les résultats divergent quelque peu).

La Figure 5.29 présente le schéma de la cellule unitaire et les phases des coefficients de réflexion simulées et calculées associées. Nous utilisons le modèle analytique A que nous avons déterminé comme fiable. La fréquence de résonance simulée est de 494 MHz et la bande passante de 9 MHz (1.8%). Le modèle annonce une fréquence de résonance à 486 MHz soit une déviation de -1.6% . Le modèle est en assez bon accord avec le résultat estimé par simulation.

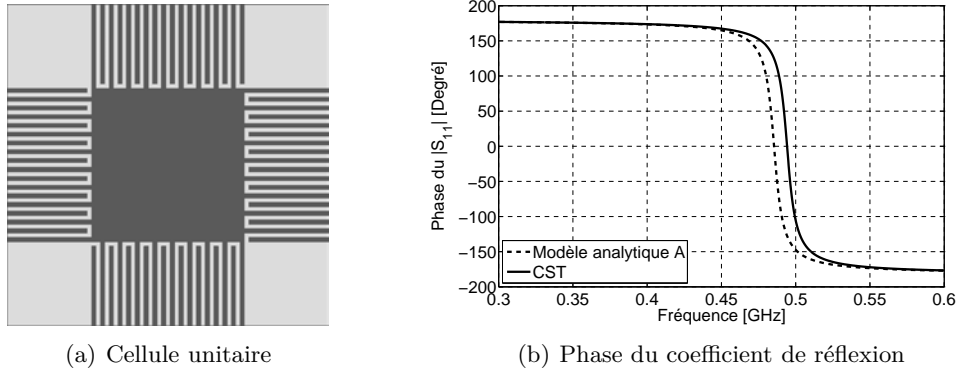


FIGURE 5.29 – Schéma et phase du coefficient de réflexion du CMA sur Neltec NH9410.

Pour combler les vides des zones sans CI nous ajoutons des pavés connectés au patch central dans le but d'abaisser la fréquence de résonance. Cette configuration est schématisée Figure 5.30(a). En Figure 5.30(b) est tracée la phase du coefficient de réflexion simulée. Le résultat n'est pas comparé au modèle car celui-ci n'est plus en accord avec cette nouvelle topographie. La fréquence de résonance simulée est de 481 MHz pour une bande passante de 9 MHz (1.9%). L'ajout de ces pavés permet un abaissement de 14 MHz de la fréquence de résonance pour une période p identique.

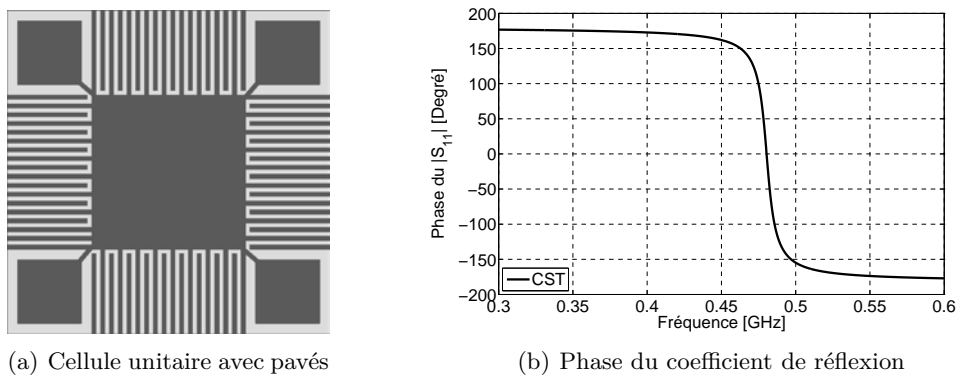


FIGURE 5.30 – Schéma et phase du coefficient de réflexion du CMA sur Neltec NH9410 avec pavés.

Nous utilisons les deux cellules précédemment étudiées pour concevoir un CMA de 4×4 cellules. Ses dimensions totales sont de $219 \times 219 \text{ mm}^2$ (Figure 5.31). Nous simulons ces deux structures finies avec le solveur fréquentiel et temporel pour vérifier que le nombre limité de cellules ne fasse pas dériver la fréquence de résonance. Les résultats sont présentés Figure

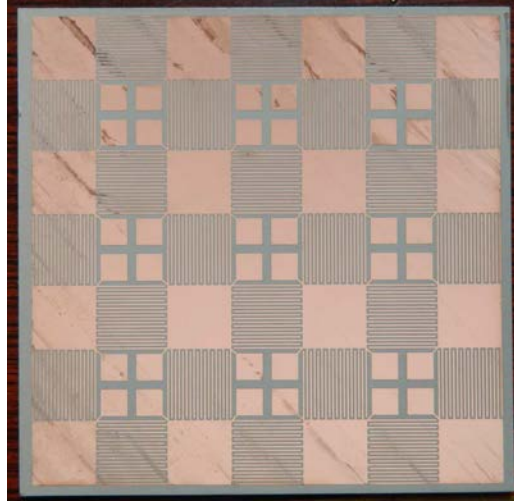
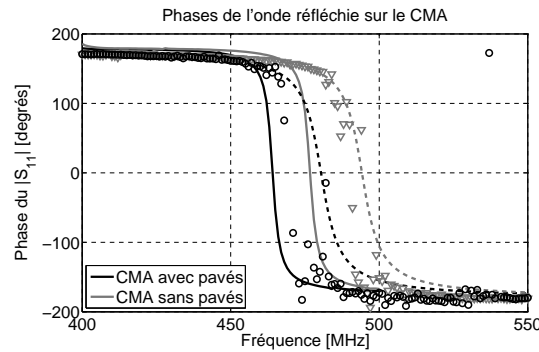


FIGURE 5.31 – CMA à capacités interdigitées avec pavés sur Neltec NH9410.

5.32. Nous observons que les phases du coefficient de réflexion obtenues pour la structure finie avec le solveur temporel sont inférieures d’une quinzaine de méga Hertz à celles issues de la structure infinie et que la bande passante est plus réduite. Elle passe de 1.8–1.9% à 0.6–0.8%. Les résultats donnés par le solveur fréquentiel sont plus proches de ceux de la structure infinie mais montrent à nouveau un pincement de la bande passante. Nous pouvons conclure que le CMA 4×4 cellules permet de s’approcher du résultat théorique de la fréquence de résonance mais qu’il engendre une réduction importante de la bande passante par rapport à celle prédite par le modèle. L’ensemble des résultats est consigné dans le Tableau 5.4.

FIGURE 5.32 – Phases du coefficient de réflexion : (- -) Structure infinie, (—) Structure finie (solveur temporel) et \circ et ∇ Structure finie (solveur fréquentiel).

Le CMA 4×4 cellule est réalisé par gravure chimique. Nous avons fait ce choix car les essais avec la graveuse laser n’était pas concluant avec le substrat choisi. Avec une puissance du laser réduite, une partie du cuivre n’était pas ôtée, à l’inverse si la puissance était trop importante la partie supérieure du substrat était dégradée. Malheureusement le masque employé durant la gravure chimique manquait de précision et les dimensions w et g des capacités interdigitées n’étaient plus strictement identiques à celles prévues. La mesure à la loupe binoculaire donne les dimensions suivantes : $w = 0.73$ mm et $g = 0.96$ mm. La rétro simulation de la structure finie annonce une fréquence de résonance de 560 MHz et une bande passante de 9 MHz (1.6%). La structure réalisée est néanmoins présentée Figure 5.31. Elle sera couplée avec une antenne dans l’Annexe A.

TABLEAU 5.4 – Fréquences de résonance et bandes passantes des CMA simulés et calculés.

		f_0 [MHz]	Δf_0	BP [MHz]	
CMA simple	Structure infinie	494	+1.6%	9	1.8%
	Structure finie	477	-1.9%	4	0.8%
	Modèle	486	–	8	1.6%
CMA pavés	Structure infinie	481	–	9	1.9%
	Structure finie	465	–	3	0.6%

A présent le substrat Neltec est remplacé par le caoutchouc silicone (la grille, avec les dimensions du Tableau 5.3, sans les pavés est utilisée afin de pouvoir employer le modèle analytique). Deux simulations sont effectuées : la structure finie et la structure infinie. Les résultats sont visibles Figure 5.34. Comme nous pouvons le constater il n’y a pas d’annulation de la phase. Une anomalie provient certainement du changement de substrat. La différence majeure entre le Neltec et le silicone est la tangente de perte. Elle est de 0.003 pour le premier alors qu’elle est estimé à 0.04 pour le second.

Pour expliquer l’anomalie, reprenons le schéma d’une capacité réelle schématisé Figure 5.33. Une capacité réelle est la mise en série d’une capacité idéale C et d’une résistance série équivalente R_{se} . Dans notre cas la résistance série est principalement due aux pertes dans le matériau et est égale à :

$$R_{se} = |X_c| \tan \delta = \omega C \tan \delta \quad (5.28)$$

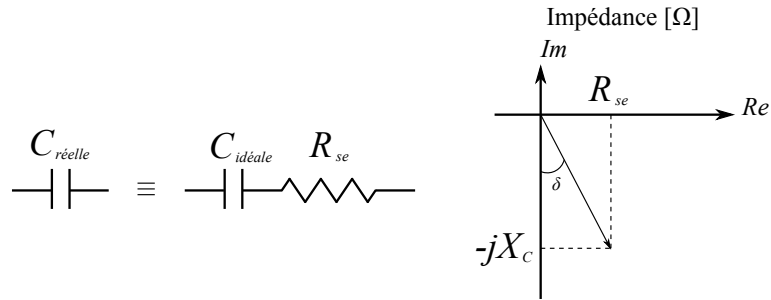


FIGURE 5.33 – Modèle équivalent d’une capacité réelle.

Nous aurions pu intégrer dans notre modèle cette résistance série équivalente mais il aurait fallut ajouter celle liée à l’inductance. Nous avons préféré utiliser la permittivité complexe ϵ_r^* dans notre modèle soit $\epsilon_r^* = \epsilon' - j\epsilon''$ avec $\epsilon' = \epsilon_r$ et $\epsilon'' = \epsilon_r \tan \delta$. De cette manière les résistances séries équivalentes de C_g et L_g sont prises en compte. A notre connaissance ce cas n’est pas traité dans la littérature. Nous y sommes confronté car nous concevons des CMA à des fréquences basses nécessitant une capacité de grille C_g élevée et comme R_{se} est proportionnelle à C_g , la résistance série devient non négligeable et doit donc être prise en compte. Cet aspect sera traité plus amplement dans la partie 5.5.4.2.

Ce constat vient sceller l’impossibilité de l’emploi de capacités interdigitées pour concevoir des CMA à basses fréquences sur des substrats ayant des pertes élevées. Cependant nous poursuivons l’étude en employant un substrat avec de faibles pertes.

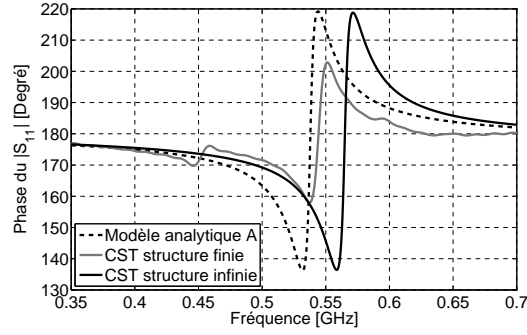


FIGURE 5.34 – Phases du coefficient de réflexion simulées et calculé pour le CMA avec le substrat caoutchouc silicone RS1.

5.5.4.2 Cellule unitaire de petite taille

Nous accentuons la miniaturisation du CMA à 400 MHz à capacités interdigitées en utilisant un substrat à forte permittivité. Le matériau employé est le Arlon AD1000 d'une épaisseur h de 3.266 mm ($\epsilon_r = 10.9$ et $\tan \delta = 0.003$). Nous utilisons toujours la même cellule unitaire de référence (Figure 5.22). La période la cellule unitaire sur AD1000 est $p = 30$ mm. Les autres dimensions sont classées dans le tableau 5.5.

TABEAU 5.5 – Dimensions de la cellule unitaire de référence.

P	30 mm	w	0.365 mm
L	17.225 mm	g	0.365 mm
d	12.775 mm	N	18
l	16.495 mm	h	3.226 mm

La phase du coefficient de réflexion simulée du CMA étudié est tracée dans la Figure 5.35. Elle est comparée aux deux modèles analytiques A et B. La fréquence de résonance simulée est de 441 MHz et est associée à une bande passante de 8 MHz (1.8%). Ces résultats sont proches de ceux issus du modèle analytique A pour lequel la fréquence de résonance calculée est de 437 MHz et la bande passante de 7 MHz (1.6%), soit une déviation inférieure à 1% entre la fréquence de résonance simulée et calculée. Une nouvelle fois le modèle analytique A propose une meilleure estimation que le B. Pour assoir cette affirmation nous menons une nouvelle étude paramétrique sur les paramètres N , P , h et la permittivité relative.

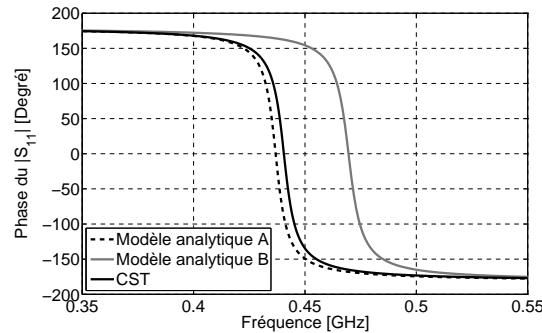


FIGURE 5.35 – Phase du coefficient de réflexion simulée du CMA sur AD1000 comparée aux résultats des modèles analytiques.

Les résultats de l'étude paramétrique sont présentés Figure 5.36. Ils confirment que le modèle analytique A estime de manière correcte les résultats prédits par la simulation ce qui permet de confirmer que le modèle A est également valide dans le bas de la bande UHF. Sur les résultats présentés il y a quelques points issus des simulations qui semblent erronés comme sur la Figure 5.36(b) pour $N = 16$.

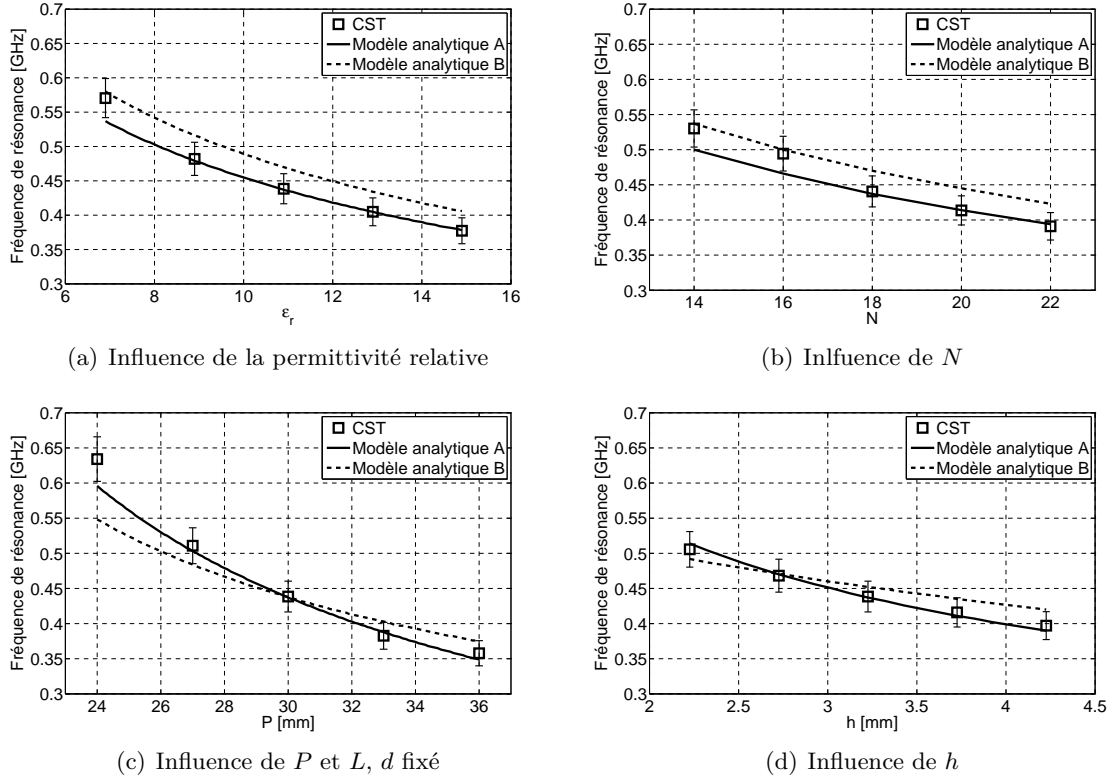


FIGURE 5.36 – Comparaison des fréquences de résonance obtenues en simulation avec celles issues des modèles analytiques pour les paramètres N , L , h et la permittivité relative. La barre d'erreur représente $\pm 5\%$.

Un CMA 8×8 cellules est réalisé, visible Figure 5.37. La finesse nécessaire au maillage de la structure complète, vis-à-vis de la longueur d'onde, rend très difficile, voire impossible pour nos stations de calculs, la simulation de la structure finie. Nous devons nous contenter des résultats théoriques et simulés de la structure infinie pour décrire le CMA sur AD1000.

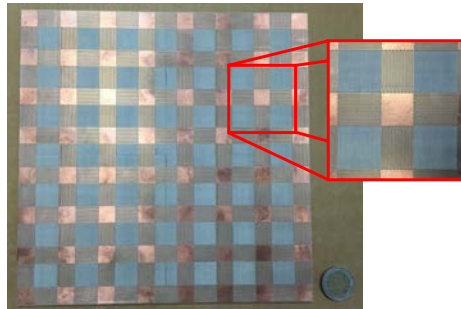


FIGURE 5.37 – CMA à capacités interdigitées 8×8 cellules réalisé sur AD1000.

Afin d'observer le comportement d'un CMA avec capacités interdigitées en fonction des pertes du diélectrique nous utilisons la cellule élémentaire sur AD 1000 avec laquelle nous réalisons une étude paramétrique en faisant varier $\tan \delta$ de 0.01 à 0.04. Les résultats de la phase et du module du coefficient de réflexion sont présentés respectivement Figure 5.38(a) et 5.38(b). D'après la Figure 5.38(a), plus les pertes augmentent plus la bande passante se réduit. Puis, à partir d'un seuil la phase ne passe plus par 0° et ne possède plus l'allure caractéristique de la phase du coefficient de réflexion d'un CMA. Dès que les pertes sont grandes la phase du coefficient de réflexion s'apparente à celle d'un CEP. En ce qui concerne le module du coefficient de réflexion, l'augmentation des pertes le fait se comporter comme celui d'une surface absorbante. Parmi les quatre valeurs de $\tan \delta$ c'est pour la valeur 0.025 que nous avons la plus large bande passante à -10 dB. Ceci signifie qu'il existe une valeur optimale de $\tan \delta$ pour laquelle le CMA se comporte comme un absorbant efficace et qui n'est donc pas une valeur que nous aurions pu imaginer très grande.

Cette dernière étude nous a montré qu'en utilisant un diélectrique avec de fortes pertes notre structure CMA à capacités interdigitées se comportait comme un absorbant.

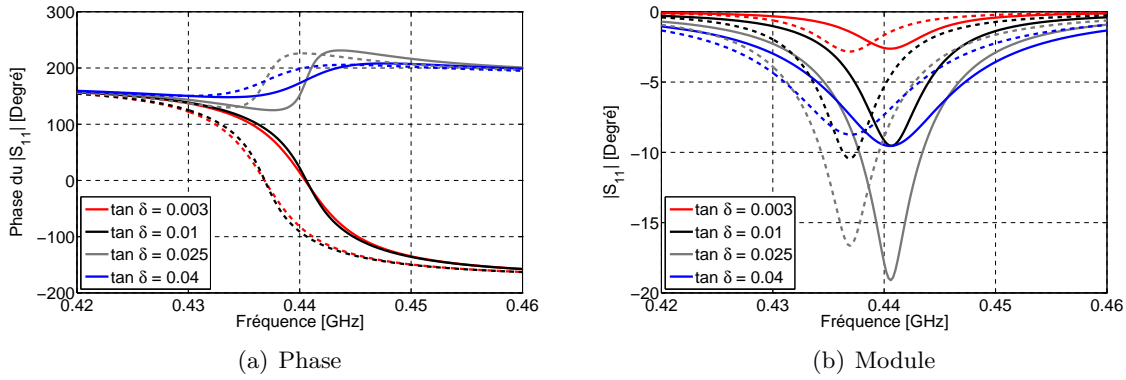


FIGURE 5.38 – Influence de $\tan \delta$ sur le coefficient de réflexion (—) simulation (- -) modèle analytique A.

5.5.5 Limite du modèle analytique

Nous avons vu dans la partie 5.5.3.1 que le modèle analytique le plus performant (modèle A) n'estimait pas correctement la fréquence de résonance dès que $L \ll P$. Ceci est le cas où le chevauchement entre les doigts de la CI est très faible. Prenons l'exemple de la cellule de référence sur Rogers RO3003 avec $P = 15$ mm et $L = 1.5$ mm soit $l = 0.9$ mm. Sur la Figure 5.39 nous présentons les phases du coefficient de réflexion simulées dans les cas avec et sans CI. Nous pouvons observer que l'ajout de la CI permet à la fréquence résonance de diminuer de 5.65 GHz à 4.34 GHz. Cela montre que même avec un chevauchement faible la CI prend une part non négligeable dans l'évaluation de la capacité de grille.

Nous réalisons un CMA 12×12 cellules visible Figure 5.41 pour réaliser des mesures expérimentales. Ses dimensions totales sont 142.50×142.50 mm². Pour prendre en compte nos dernières remarques nous modifions nos modèles analytiques en remplaçant la capacité C_g par C'_g .

$$C'_g = C_g \parallel C \quad (5.29)$$

où C est la capacité créée par deux patches adjacents donnée par l'Equation (5.8). La comparaison des phases simulée, mesurée et calculées du coefficient de réflexion est montré Figure

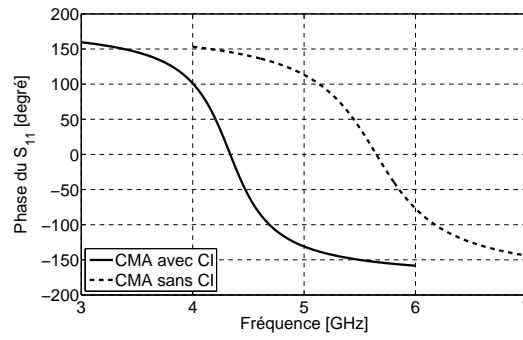


FIGURE 5.39 – Phases simulées du coefficient de réflexion avec et sans CI ($P = 15$ mm et $L = 1.5$ mm soit $l = 0.9$ mm).

5.40. La nouvelle mouture du modèle A devenue modèle A' est encore une fois celui qui évalue le mieux la phase du coefficient de réflexion simulée. La déviation entre résultat simulé et calculé est de +1.2%. Une nouvelle fois le résultat de mesure est plus élevé qu'attendu. Avec une fréquence de résonance mesurée de 4.6 GHz elle est environ 300 MHz plus élevée que celle prédite par la simulation et le modèle.

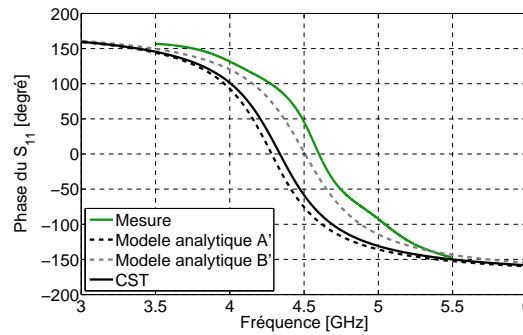


FIGURE 5.40 – Phases simulée, mesurée et calculées du coefficient de réflexion du CMA 12×12 cellules ($P = 15$ mm et $L = 1.5$ mm soit $l = 0.9$ mm).

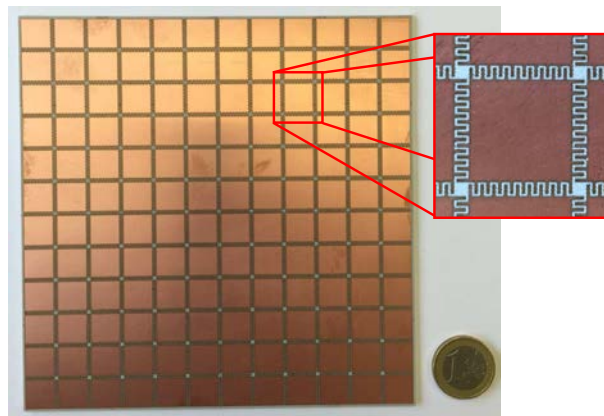


FIGURE 5.41 – CMA à capacités interdigitées 12×12 cellules sur RO3003 ($P = 15$ mm et $L = 1.5$ mm soit $l = 0.9$ mm).

5.6 CMA double couche

L'orientation vers une nouvelle topologie de CMA fait suite à l'impossibilité d'utiliser des substrats souples avec pertes pour la création de CMA avec capacités interdigitées. Il nous faut employer un substrat avec peu de pertes pour réaliser la capacité de grille élevée. Ceci peut être réalisé en utilisant une structure double couche où la capacité de grille est réalisée par deux réseaux de patches alternativement superposés, imprimés sur un fin substrat destiné aux dispositifs RF.

5.6.1 Description de la structure

Le CMA proposé est une structure double couche. La première couche est un fin substrat diélectrique, d'épaisseur h_1 et de permittivité ϵ_{r1} , sur lequel est imprimé sur chacune de ses faces un réseau de patches carrés, alternativement positionnés, comme illustré Figure 5.42. Grâce à cette topologie il est possible de créer une forte capacité de grille C_g due aux couplages entre patches superposés. La seconde couche, plus épaisse que la première, est un diélectrique avec plan de masse (épaisseur h_2 et permittivité ϵ_{r2} , voisine de ϵ_{r1}) qui permet d'obtenir une grande inductance L_d due au diélectrique. Les deux couches sont collées ensemble avec un fin adhésif double face. Une vue en coupe est proposée Figure 5.42. Les paramètres d_i sont les largeurs des patches carrés et les g_i les espaces entre chaque patch. Des vues globale et éclatée de la cellule unitaire sont présentées Figure 5.43 pour mieux appréhender la structure.

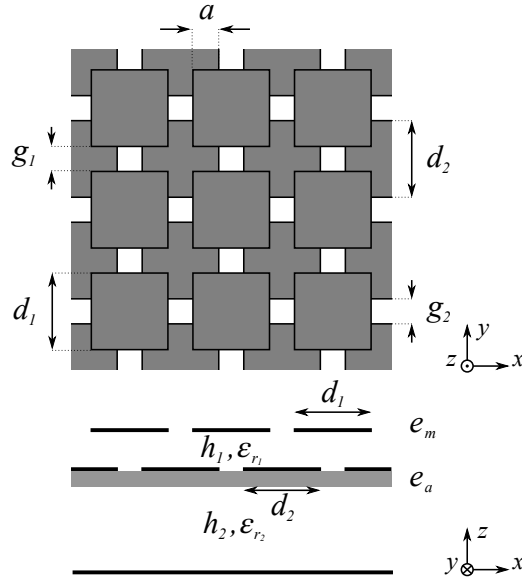


FIGURE 5.42 – Schéma du CMA double couche proposé.

5.6.2 Modèle équivalent

Nous reprenons le formalisme de la modélisation de CMA simple couche par une ligne de transmission pour développer un modèle qui puisse décrire le comportement de ce CMA double couche, illuminé par une onde plane d'incidence normale ($\theta = 0^\circ$). Nous émettons l'hypothèse selon laquelle l'impédance surfacique du CMA double couche puisse se mettre sous la forme :

$$Z = Z_d \parallel Z_g = \frac{j\omega L_d}{1 + j^2 L_d C_g \omega^2} \quad (5.30)$$

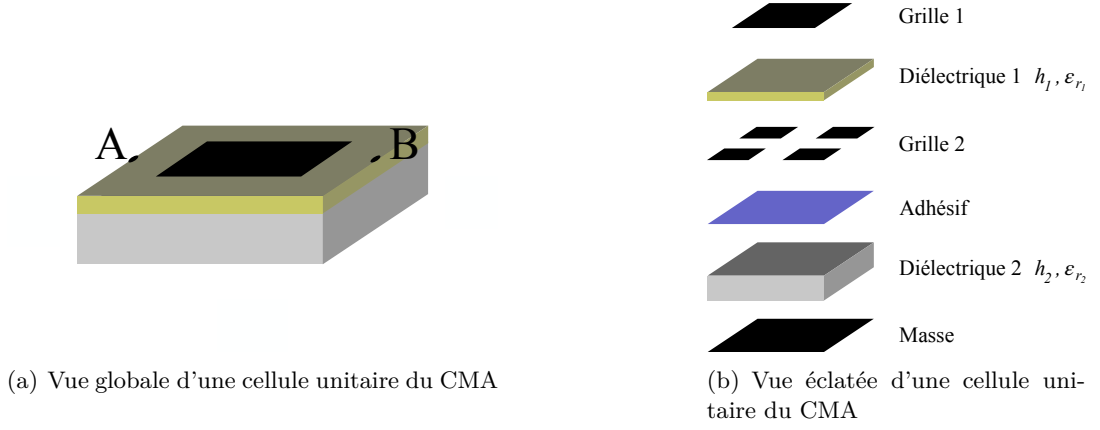


FIGURE 5.43 – Cellule unitaire du CMA double couche.

où L_d est l'inductance due au diélectrique avec plan de masse et C_g la capacité de grille. C'est sur la détermination de C_g que la description du modèle va se concentrer.

Les deux grilles de la cellule unitaire sont représentées Figure 5.44(a). Le modèle prend en considération deux capacités distinctes. La première est la capacité créée entre les deux grilles par l'espace très fin qui les sépare. Cette capacité est nommée C_p et correspond à la capacité créée par deux plaques métalliques de surface a^2 en regard et séparées par un diélectrique d'épaisseur h_1 et de permittivité ϵ_{r1} . La deuxième capacité est celle créée par les couplages de deux patches adjacents. Le modèle circuit des deux grilles est montré Figure 5.44(b).

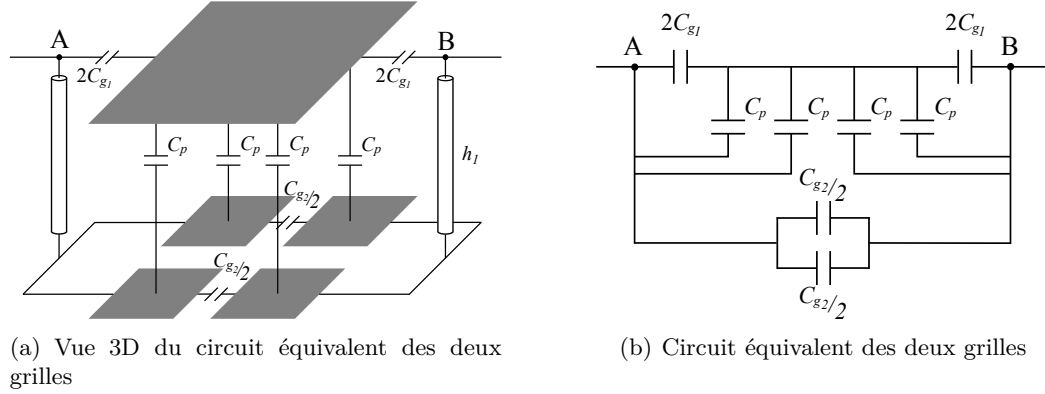


FIGURE 5.44 – Circuits équivalents des deux grilles.

A partir de la Figure 5.44(b), la capacité vue entre les points A et B est :

$$C = C_{g1} + C_{g2} + C_p \quad (5.31)$$

La capacité C_{gi} résulte du couplage entre deux patches adjacents dont diverses formules présentées dans la Partie 5.4.1.5 permettent d'évaluer sa valeur. D'après [138] et [139] (*cf.* Annexe B) C_{gi} peut être décrite par :

$$C_{gi} = \epsilon_0(\epsilon_{r1} + 1) \frac{P_i}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi g_i}{2P_i} \right), i = 1, 2 \quad (5.32)$$

avec $P_i = d_i + g_i$, la période d'une cellule. La permittivité utilisée est la moyenne de celle du diélectrique de la couche supérieure et de l'air $(\epsilon_{r1} + 1)/2$. Cette approximation peut

être utilisée pour les deux couches car le diélectrique est fin et ϵ_{r_1} est voisin de ϵ_{r_2} . Ensuite l'impédance de la grille supérieure est :

$$Z_{g_1} = \frac{1}{j\omega C_{g_1}} \quad (5.33)$$

L'impédance de la grille inférieure Z_{g_2} est translatée dans le plan de Z_{g_1} par l'équation d'une ligne de transmission sans perte (5.34) et notée Z'_{g_2} :

$$Z'_{g_2} = Z_1 \frac{Z_{g_2} + jZ_1 \tan(\beta_n h_1)}{Z_1 + jZ_{g_2} \tan(\beta_n h_1)} \quad (5.34)$$

où $Z_{g_2} = 1/j\omega C_{g_2}$, $\beta_n = \beta_0 \sqrt{\epsilon_{r_1}}$ la constante de phase, $\beta_0 = \omega/c$, $Z_1 = Z_0/\sqrt{\epsilon_r}$ l'impédance caractéristique dans le diélectrique et Z_0 ($\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$) l'impédance de l'onde dans le vide. En considérant $\tan \beta_n h_1 \sim \beta_n h_1$, comme h_1 est fin, il vient à partir de (5.34) :

$$Z'_{g_2} = Z_0 \frac{1 - Z_0 C_{g_2} \omega \beta_0 h_1}{j(\omega Z_0 C_{g_2} + \epsilon_{r_1} \beta_0 h_1)} \quad (5.35)$$

L'observation de l'équation (5.35) montre que l'impédance de Z'_{g_2} est peu dépendante de Z_1 .

C_p est la capacité entre deux plaques métalliques conductrices de côté $a = (d_1 - g_2)/2$ séparées par un diélectrique de permittivité ϵ_{r_1} et d'épaisseur h_1 :

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_{r_1} \frac{a^2}{h_1} \quad (5.36)$$

Enfin, l'inductance L_d due à l'épaisseur des deux diélectriques, dont le second avec plan de masse, est :

$$L_d = \mu_0(h_1 + h_2 + e_m + e_a) \quad (5.37)$$

avec e_m et e_a l'épaisseur de métallisation du réseau de patch interne et e_a l'épaisseur de l'adhésif. A partir de (5.37) nous obtenons :

$$Z_d = j\omega L_d \quad (5.38)$$

D'après les Equations (5.30) et (5.31) il suit le modèle ligne de transmission présenté Figure 5.45. Il nous permet de donner l'impédance surfacique Z du CMA comme étant :

$$Z^{-1} = Z_{g_1}^{-1} + Z'_{g_2}^{-1} + Z_{C_p}^{-1} + Z_d^{-1} \quad (5.39)$$

Le modèle peut être appliqué quel que soit l'angle de polarisation comme les réseaux constituant les grilles utilisent des patchs carrés. En effet, si nous prenons les équations (20), (22) et (23) de [138] pour un réseau de patchs carrés, $Z_{g_i}^{TE} = Z_{g_i}^{TM}$ parce que l'angle d'incidence θ est égale à 0° .

5.6.3 CMA à 2.5 GHz

5.6.3.1 Cellule unitaire de référence

Nous présentons ici la cellule unitaire de référence utilisée pour mener une étude paramétrique puis une validation expérimentale. Le fin substrat est un Rogers RO4003 doublement métallisé ($h_1 = 0.508$ mm, $\epsilon_{r_1} = 3.38$ et $\tan \delta_1 = 0.0027$). Le second substrat est du FR4 ($h_2 = 1.5$ mm) métallisé sur une seule face. Le niveau des pertes dans ce matériau est moins primordiale d'où le choix d'un matériau peu onéreux. La période P d'une cellule unitaire est

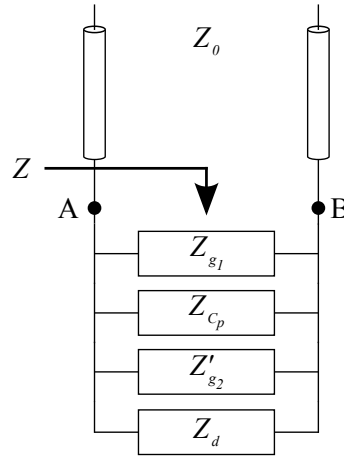


FIGURE 5.45 – Modèle ligne de transmission de la cellule unitaire du CMA double couche.

TABLEAU 5.6 – Dimensions de la cellule unitaire de référence.

d_1	9.75 mm	h_1	0.508 mm
d_2	9.75 mm	h_2	1.5 mm
g_1	1.5 mm	g_2	1.5 mm
e_m	18 μm	e_a	80 μm

de 11.25 mm. Les autres dimensions sont rassemblées dans le Tableau 5.6.

Les phases simulée et calculée du coefficient de réflexion sont présentées Figure 5.46. Comme nous pouvons le constater le modèle analytique est en bon agrément avec la simulation. Le modèle donne une fréquence de résonance de 2.55 GHz très voisine de celle de 2.57 GHz prédite en simulation. Les détails sont résumés dans le Tableau 5.7.

Les valeurs calculées des composants du circuit équivalent sont $L_d = 2.65$ nH, $C_p = 1$ pF et $C_{g1} = C_{g2} = 0.22$ pF. Dans cette configuration $C_p \approx 2(C_{g1} + C_{g2})$, nous voyons donc que C_p à une grande contribution dans la valeur de la capacité de grille, ce vers quoi nous voulions aller en concevant ce CMA. Néanmoins les contributions de C_{g1} et C_{g2} ne peuvent pas être négligées comme c'est le cas dans [145]. La période de ce CMA est $0.1\lambda_0$.

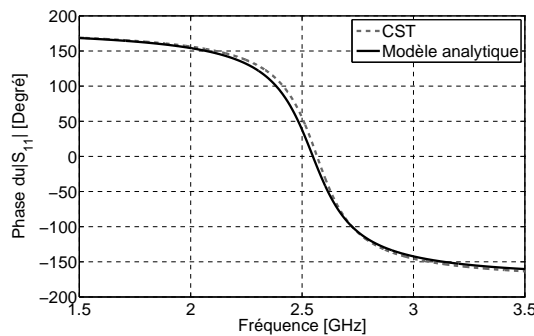


FIGURE 5.46 – Phase du coefficient de réflexion simulée comparée à celle du modèle analytique.

TABLEAU 5.7 – Fréquences de résonance et bandes passantes du CMA double couche à 2.5 GHz.

	Fréquence [GHz]			Bande Passante		Δf_0
	f_b	f_0	f_h	MHz	%	%
Simulation	2.44	2.57	2.70	260	10.1	+0.7
Modèle	2.41	2.55	2.70	286	11.2	–

5.6.3.2 Etude paramétrique

Une étude paramétrique est menée sur les paramètres d , ϵ_{r1} , h_1 et g autour des valeurs de référence mentionnées dans le Tableau 5.6. Les fréquences de résonance simulées sont comparées avec celles issues du modèle analytique Figure 5.47.

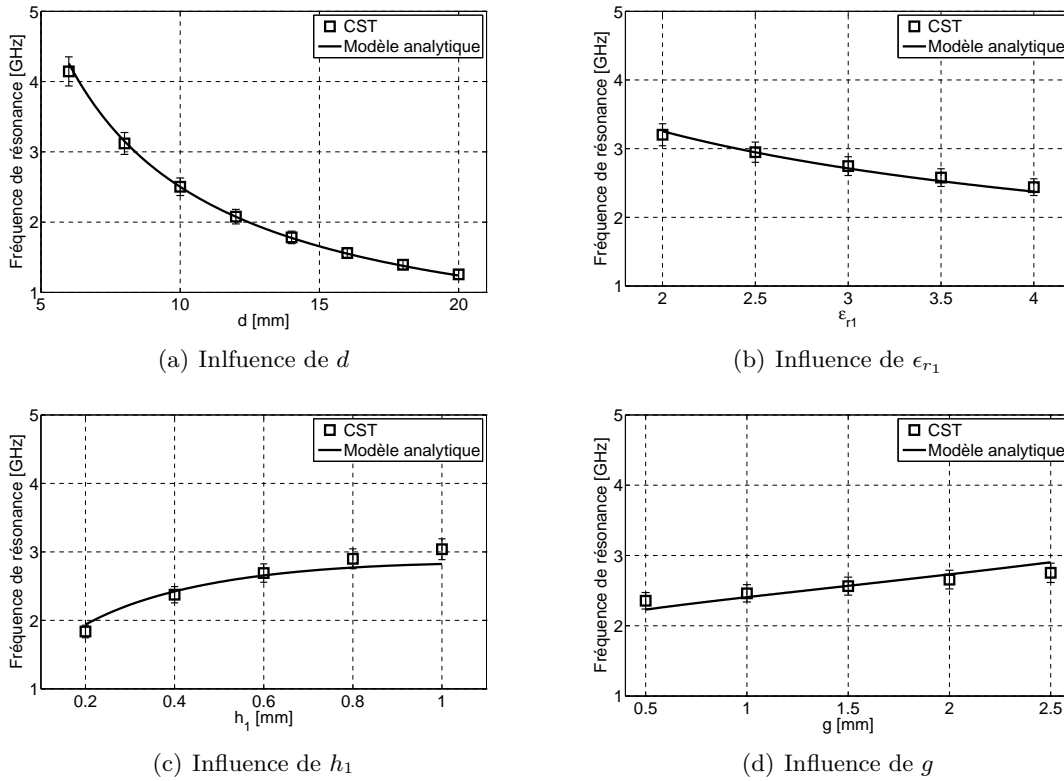


FIGURE 5.47 – Comparaison de l'estimation de la fréquence de résonance entre simulation et modèle analytique pour les paramètres d , ϵ_{r1} , g et h_1 . La barre d'erreur représente $\pm 5\%$.

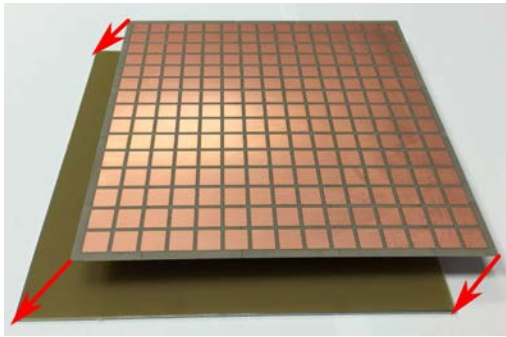
Sur la Figure 5.47(a) d est varié de 6 à 20 mm. Plus d augmente, plus la fréquence de résonance décroît. Pour $d = 6$ mm la fréquence de résonance est de 4.15 GHz et pour $d = 20$ mm elle est de 1.25 GHz. Le paramètre d affecte fortement la fréquence de résonance. Sur la Figure 5.47(b) ϵ_{r1} est varié de 2 à 4. La fréquence de résonance diminue quand la permittivité augmente. L'influence de h_1 est observable sur la Figure 5.47(c). L'épaisseur du fin substrat varie de 0.2 mm à 1 mm. Plus h_1 est faible, plus la fréquence de résonance est faible. Notons que le modèle n'estime pas correctement la phase du coefficient de réflexion si h_1 est trop grand. Typiquement, dans le cas présent, h_1 ne doit pas excéder 0.8 mm. En Figure 5.47(d) les gaps g sont variés de 0.5 mm à 2.5 mm. Pour $g = 0.5$ mm la fréquence de résonance simulée est de 2.35 GHz et pour $g = 2.5$ mm elle est de 2.75 GHz. La largeur du gap entre deux patches

n'est pas un paramètre prédominant pour ajuster la fréquence de résonance. Néanmoins, si ce gap devient trop large, $g \gg h_1$, le modèle surestime la fréquence de résonance.

Le paramètre le plus influent pour ajuster la fréquence de résonance est d . Il fixe la capacité élevée C_p , comparée à C_{gi} , via le coefficient a^2 de l'équation (5.36). Plus d est grand, plus C_p deviendra grande et par conséquent la fréquence de résonance sera faible.

5.6.3.3 Validation expérimentale

Un CMA 15×15 cellules est réalisé afin d'effectuer des mesures en transmission pour évaluer la phase du coefficient de réflexion. L'assemblage du CMA est illustré Figure 5.48(a) et le CMA réalisé en Figure 5.49. Ses dimensions totales sont $168.75 \times 168.75 \text{ mm}^2$.



(a) Assemblage du CMA par collage



(b) Vue en coupe du CMA après finition

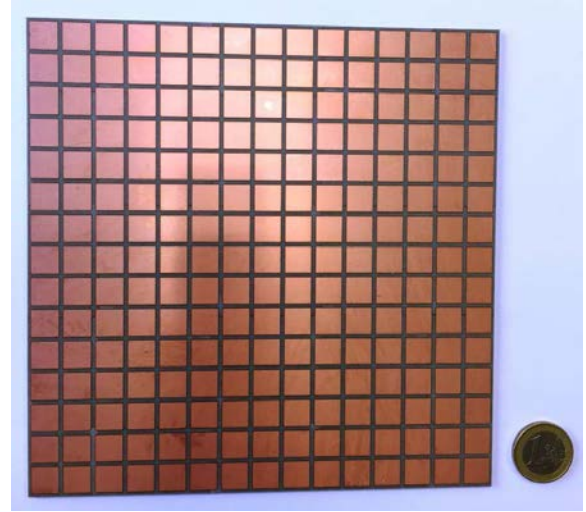
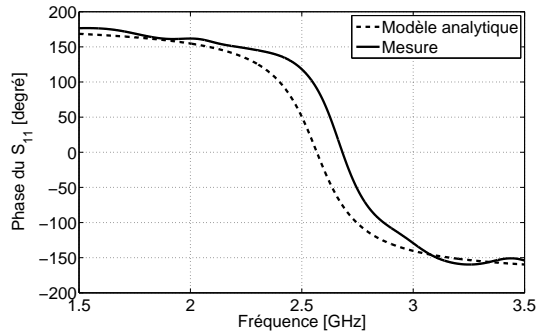


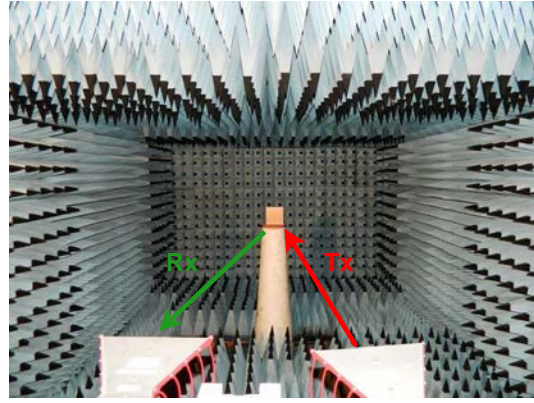
FIGURE 5.48 – Phase d'assemblage du CMA double couche.

FIGURE 5.49 – CMA 15×15 cellules double couche.

La phase du coefficient de réflexion mesurée, accompagnée d'une photographie de la configuration de mesure, est présentée Figure 5.50 et comparée avec celle issue du modèle analytique. L'ensemble des résultats est résumé dans le Tableau 5.8. La fréquence de résonance mesurée est de 2.68 GHz tandis que celle prédite par le modèle analytique est de 2.57 GHz, soit une déviation de -4.8% . Les bandes passantes sont similaires. Les mêmes remarques peuvent être faites pour le résultat de simulation car le modèle analytique lui est très fidèle. La différence entre la mesure et le résultat attendu peut être expliqué par deux raisons principales. Premièrement, les deux cornets ne sont pas strictement positionnés en incidence normale mais avec un angle d'incidence de $\sim 3^\circ$. Deuxièmement, il est difficile d'estimer les propriétés diélectriques de l'adhésif ainsi que son épaisseur précise après la pression maintenue pour parfaire un bon collage. Le fait d'avoir une réduction de l'épaisseur totale de la structure peut impliquer une légère diminution de la valeur de L_d qui induit une augmentation de la fréquence de résonance. Enfin, la simulation de la structure finie donne un résultat légèrement supérieur à celui de la structure finie avec une fréquence de résonance de 2.62 GHz et une bande passante de 225 MHz (8.6%). La finitude du CMA n'explique pas ce décalage.



(a) Phase du coefficient de réflexion mesurée comparée au modèle analytique



(b) Configuration de mesure

FIGURE 5.50 – Mesure de la phase du coefficient de réflexion.

TABLEAU 5.8 – Fréquences de résonance et bandes passantes mesurées, simulées et calculées du CMA double couche à 2.5 GHz.

	Fréquence [GHz]			Bande Passante		Δf_0
	f_b	f_0	f_h	MHz	%	%
Mesure	2.57	2.68	2.83	262	9.8	—
Simulation	2.44	2.57	2.70	260	10.1	-4.1
Modèle	2.41	2.55	2.70	286	11.2	-4.8

5.6.4 CMA à 400 MHz

5.6.4.1 Cellule unitaire de référence

L'étude précédente nous a donné entière satisfaction quant à la concordance des résultats simulation – modèle – mesure. Nous émettons l'hypothèse que ce modèle est toujours valide dans le bas de la bande UHF pour concevoir des CMA souples autour de 400 MHz. Nous présentons par la suite l'étude d'une cellule de référence partiellement issue d'un CMA optimisé à 400 MHz avec l'association d'une antenne (*cf.* Chapitre 6.4.2.2). L'étude qui va suivre peut être considérée comme une rétro-simulation.

Pour concevoir une cellule unitaire de notre CMA double couche à 400 MHz de taille réduite nous utilisons les enseignements tirés de l'étude à 2.5 GHz. En premier lieu, il faut que la dimension d soit grande. Ensuite pour accentuer la miniaturisation il faut que h_1 soit fin. Enfin nous faisons le choix d'avoir l'inductance L_d due au diélectrique la plus grande possible, dans la limite de pouvoir courber le matériau employé, soit un h_2 relativement grand. Le choix de ce matériau se porte sur le caoutchouc silicone RS1 d'une épaisseur, non compressible, h_2 de 3 mm. Avec cette épaisseur ce substrat possède une souplesse satisfaisante et une épaisseur constante afin d'assurer une impédance due au diélectrique stable. Les pertes dans ce matériau ne sont pas problématique car la forte capacité C_p n'est pas due à ce substrat. En revanche la sélection du fin substrat est plus ardue. Nous souhaitons utiliser un substrat RF avec de faibles pertes et avec une épaisseur de 0.127 mm. Notre premier choix se tourne vers le Neltec NY9255 ($\epsilon_r = 2.55$ et $\tan \delta = 0.0018$). Malheureusement une fois les réseaux de patches gravés (gravure chimique, la gravure laser est trop risquée) le substrat présentait des ondulations qui nous laissaient craindre un dysfonctionnement lors des mesures au CNES.

L'étude de ce CMA est détaillée en Annexe C. Nous essayons un nouveau substrat qui est le Neltec NH9300 ($\epsilon_r = 3$ et $\tan \delta = 0.0023$) qui nous permet d'avoir un substrat plan même après gravure.

Les dimensions de la cellule de référence de période $p = 50$ mm ($0.067\lambda_0$) sont rassemblées dans le Tableau 5.9.

TABLEAU 5.9 – Dimensions de la cellule unitaire de référence.

d_1	38.5 mm	h_1	0.127 mm
d_2	38.5 mm	h_2	3 mm
g_1	11.5 mm	g_2	11.5 mm
e_m	18 μm	e_a	80 μm

5.6.4.2 Etude paramétrique

La même étude paramétrique est menée sur les paramètres d , ϵ_{r1} , h_1 et g autour des valeurs de référence mentionnées dans le Tableau 5.9. Comme le substrat possède une épaisseur très fine par rapport à la longueur d'onde le maillage de la cellule a été maximisé afin d'obtenir des résultats cohérents. Les fréquences de résonance simulées sont comparées avec celles issues du modèle analytique Figure 5.51.

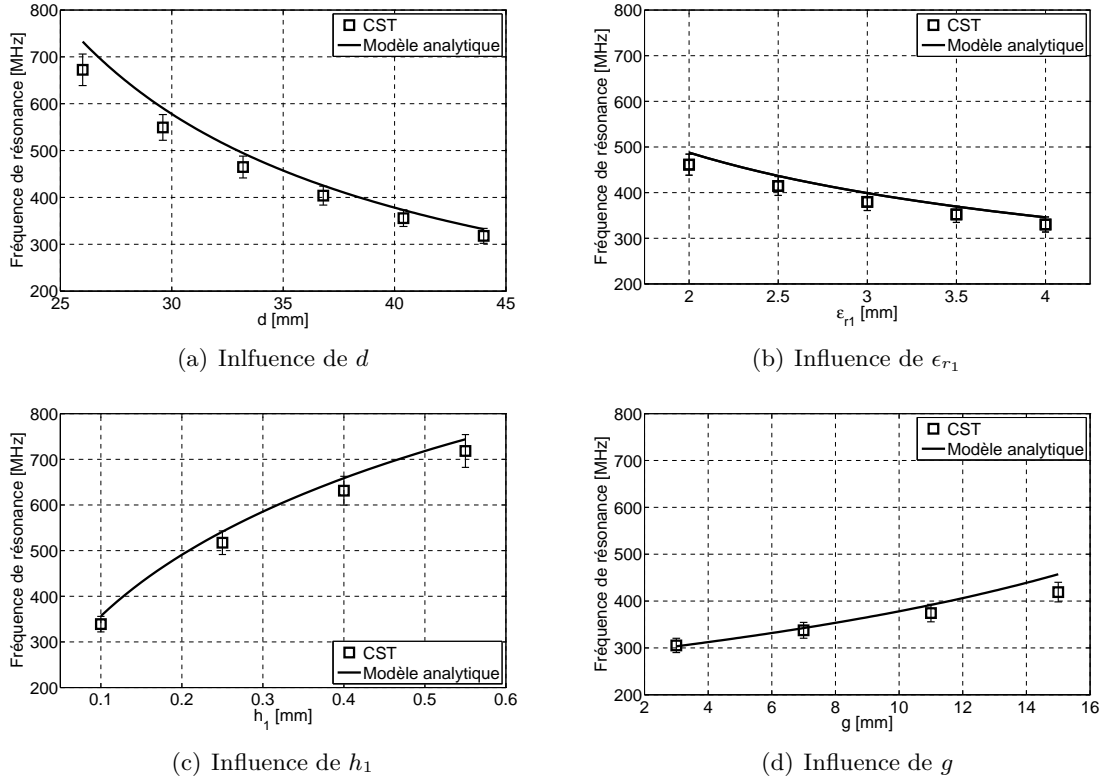


FIGURE 5.51 – Comparaison de l'estimation de la fréquence de résonance entre simulation et modèle analytique pour les paramètres d , ϵ_{r1} , g et h_1 . La barre d'erreur représente $\pm 5\%$.

La comparaison des fréquences de résonance simulées et calculées laisse apparaître des écarts qui n'étaient pas présents lors de la première étude. Cependant ces écarts s'expliquent facilement car la cellule de référence n'est pas optimale. Nous pouvons voir sur la Figure

5.51(d) que pour un gap faible, inférieur à 7 mm, les résultats simulation – calcul sont en bons accords. Nous aurions dû utiliser un gap plus faible que les 11.5 mm retenu. Malheureusement les dimensions de référence ont été optimisées rapidement. Après l'échec du CMA à capacités interdiguées le temps nous pressait pour fournir un couple optimisé CMA – Antenne au CNES pour le créneau de mesure de rayonnement réservé. Il nous fallait aller vite. Les simulations 2.5 GHz et 400 MHz ont été menées de front et des conclusions hâtives ont entraîné la configuration de ce layout fourni au sous traitant (temps de fabrication, tests à l'IETR avant envoi au CNES...)

En tout état de cause le modèle analytique suit la tendance des résultats de simulation. A nouveau le paramètre d est celui qui permet d'ajuster la fréquence de résonance sur une large bande mais nous pouvons ajouter également h_1 .

5.6.4.3 Etude du CMA double couche avec Neltec NH9300

La cellule unitaire réellement employée dans la suite du projet diffère légèrement de celle de référence (Tableau 5.9). Maintenant $d_2 = 39.5$ mm et $g_2 = 10.5$ mm (Ce léger changement est dû à une optimisation de la structure finie).

Les phases simulée et calculée du coefficient de réflexion sont présentées Figure 5.52. Comme l'étude paramétrique l'avait prédit, nous pouvons constater que le modèle analytique surestime la fréquence de résonance. Le modèle donne une fréquence de résonance de 385 MHz quand celle issue de la simulation est de 370 MHz, soit une déviation de -3.9% . Les détails sont résumés dans le Tableau 5.10.

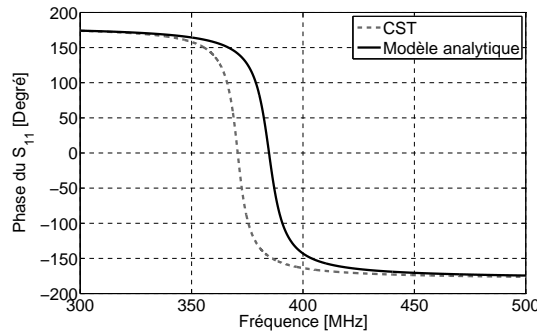


FIGURE 5.52 – Phase du coefficient de réflexion simulée comparée à celle du modèle analytique pour le CMA avec NH9300.

TABLEAU 5.10 – Fréquence de résonances et bandes passantes simulées et calculée pour le CMA double couche avec NH9300.

	Fréquence [MHz]			Bande Passante		Δf_0
	f_b	f_0	f_h	MHz	%	%
Simulation	367	370	375	8	2.2	-3.9
Modèle	380	385	390	10	2.6	–

La réalisation envisagée pour le CMA avec NH9300 est de 7×7 cellules afin de trouver un compromis entre le nombre de cellule et la taille totale. Nous nous posons la question de la dérive de la fréquence de résonance en fonction de la finitude du CMA. Pour cela nous simulons le CMA fini 7×7 cellules en condition plane présenté Figure 5.53(b) avec les

solveurs temporel et fréquentiel. Les résultats de simulation sont présentés Figure 5.53(a). Il y est montré que les résultats de simulation de la structure finie issus des deux solveurs donnent une fréquence de résonance proche de 400 MHz. La fréquence nouvellement obtenue est 25 MHz plus élevée que pour une structure infinie. De plus, point que nous avons déjà remarqué au cours de cette thèse, la bande passante de la structure finie est plus étroite. Elle est de l'ordre de 4 MHz et est de moitié plus faible que la bande passante du CMA fini (8 MHz). Ces observations sont très importantes car même si la fréquence de résonance du CMA 7×7 cellules n'est que 6% plus élevée que la configuration infinie, la moindre dérive de la fréquence de résonance est fatale vu la faible bande passante.

Bien que les temps de calculs soient très important pour obtenir la phase du coefficient de réflexion simulé du CMA fini double couche il est nécessaire de passer par cette étape pour correctement déterminer sa fréquence de résonance et sa bande passante.

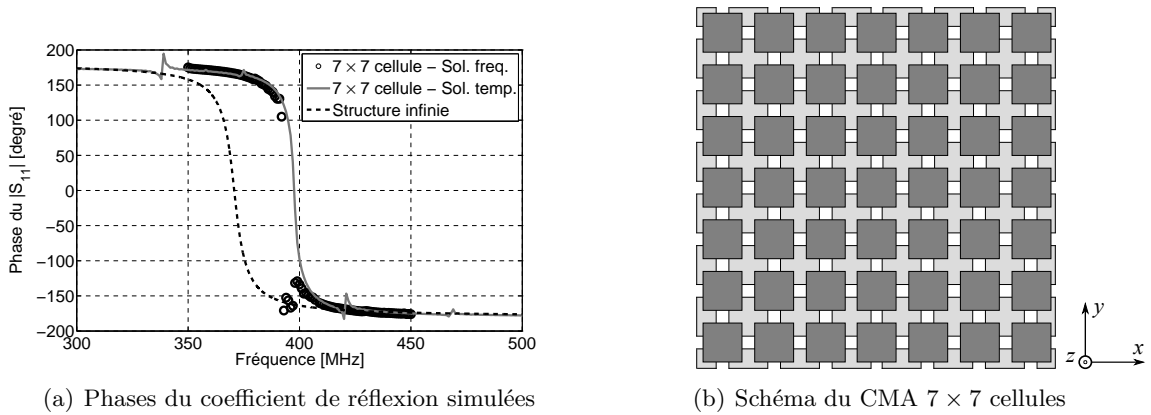


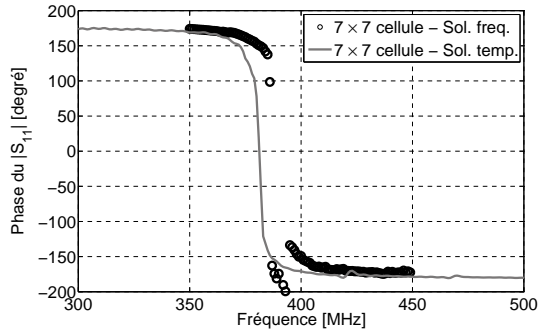
FIGURE 5.53 – Phases du coefficient de réflexion simulées pour une structure finie 7×7 cellules et infinie.

TABLEAU 5.11 – Fréquences de résonance et bandes passantes du CMA double couche à 400 MHz pour la structure finie avec le solveur temporel et fréquentiel comparées à celles de la structure infinie.

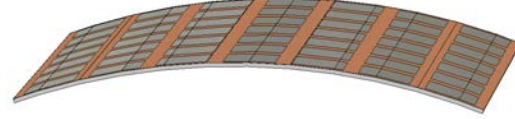
	Fréquence [MHz]			Bande Passante		Δf_0
	f_b	f_0	f_h	MHz	%	%
Structure finie	367	370	375	8	2.2	–
7×7 cellules – solveur freq.	–	397	–	4.5	1.1	+5.9
7×7 cellules – solveur temp.	396	398	400	4	1	+6.1

Dans un second temps nous modélisons le CMA de manière courbée avec un rayon de courbure de 50 cm. L'unique simulation possible est celle de la structure finie car il est impossible de modéliser une structure infinie car elle finirait par se chevaucher. Les phases du coefficient de réflexion simulées avec le solveur fréquentiel et temporel et une illustration du CMA courbé sont visibles Figure 5.54. La simulation dans le domaine fréquentiel estime une fréquence de résonance de 390 MHz soit 8 MHz inférieure à celle observée en condition plane. La simulation temporelle donne une fréquence de résonance plus basse. Elle est de 382 MHz. Ce dernier résultat peut être discuté par rapport à la difficulté de faire un maillage hexaédrale sur la fine couche d'une épaisseur de $127 \mu\text{m}$, courbée, de Neltec NH9300. Néanmoins l'impact de la courbure du CMA n'est pas sans conséquence sur la fréquence de résonance de la

structure.



(a) Phases du coefficient de réflexion simulées



(b) CMA courbé

FIGURE 5.54 – Phases du coefficient de réflexion simulées pour une structure finie 7×7 cellules courbée avec un rayon de courbure de 50 cm.

5.6.4.4 Réalisation du CMA double couche avec Neltec NH9300

La méthode utilisée pour réaliser le CMA double couche avec Neltec NH9300 est similaire à celle mise en pratique pour le CMA double couche à 2.5 GHz. Le Neltec NH9300 est collé sur le caoutchouc silicone avec un fin adhésif double face. Cependant dans ce cas ci, la masse est réalisée avec du *ShielditTM Super* adhésif directement collé sur le silicone. Une illustration de l'assemblage du CMA est proposée Figure 5.55. Dans l'Annexe C nous pouvons voir le CMA sur Neltec NY9255 en condition courbée.

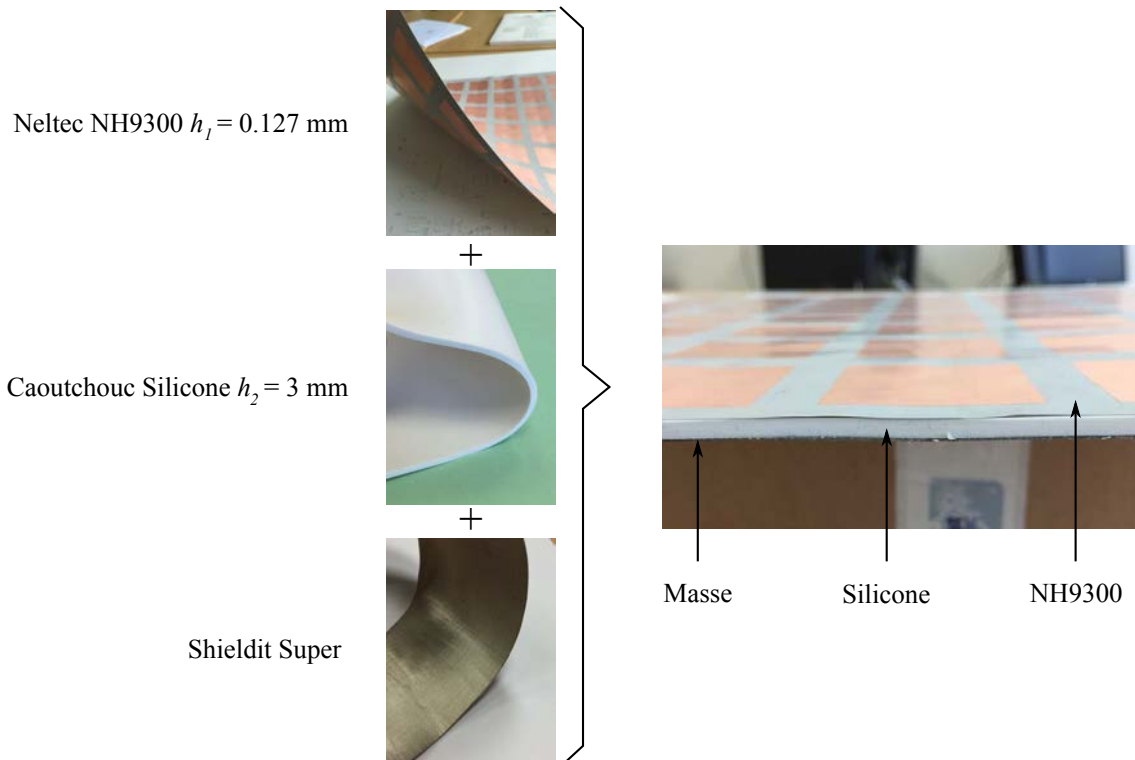


FIGURE 5.55 – assemblage CMA 400MHz double couche.

5.7 Conclusion

Ce chapitre présente l'étude, la modélisation et les mesures de différentes structures de CMA à cellules unitaires de petite taille face à la longueur d'onde dans la bande UHF. Après avoir validé des méthodes de simulation et de modélisation et surtout mis en place un protocole de mesure, nous proposons deux structures de CMA innovantes. La première utilise un réseau de patches carrés liée par des capacités interdigitées et la seconde est une structure double couche employant deux réseaux de patches carrés alternativement superposés. Etant donné que nous ne sommes pas en mesure de valider expérimentalement des structures CMA à 400 MHz, nous émettons l'hypothèse que notre étude est valable dans toute la bande UHF. C'est pour cette raison que ce chapitre ne présentait que des mesures expérimentales à 2.5 GHz.

La structure CMA à capacités interdigitées est correctement modélisée par le modèle équivalent proposé et cela pour des variations de divers paramètres dans des bandes de fréquence voisines de 400 MHz et 2.5GHz. La mesure expérimentale validée à 2.5 GHz, nous réconforte sur la possibilité de concevoir un CMA CI à 400 MHz. Or nous avons démontré par la suite que l'utilisation de matériaux avec des pertes élevées transformait le CMA en une surface de type absorbante. Les matériaux souples ayant beaucoup de pertes, il n'est pas possible de les utiliser avec la technologie des capacités interdigitées. Toutefois nous réalisons un CMA CI à 450 MHz sur un substrat avec peu de pertes pour des raisons expérimentales. Ses dimensions sont $0.045\lambda_0 \times 0.045\lambda_0$.

Pour éviter les problèmes dus aux pertes dans les matériaux souples nous concevons le CMA double couche. Il utilise un fin substrat dédié aux dispositifs hyper-fréquence pour créer une capacité de grille élevé par l'intermédiaire de deux réseaux de patches alternativement superposés. Le caoutchouc silicone RS1 associé avec un plan de masse vient créer la deuxième couche. Le modèle analytique est en bon accord avec les simulations pour divers paramètres et pour des bandes de fréquence voisines de 400 MHz et 2.5 GHz. Suite à des résultats de mesure satisfaisant à 2.5 GHz, un CMA flexible est optimisé avec une fréquence de résonance de 400 MHz dont les dimensions sont $0.067\lambda_0 \times 0.067\lambda_0$. Il sera par la suite couplé avec une antenne IFA souple afin de l'isoler du corps humain.

CHAPITRE 6

Structures complètes : CMA – Antenne

Sommaire

6.1	Introduction	143
6.2	Antennes associées aux CMA simple carré	144
6.2.1	Réalisation à 2.5 GHz	144
6.2.2	Réalisation à 400 MHz	145
6.3	Antennes associées aux CMA à capacités interdigitées	147
6.4	Antennes associées aux CMA double couche	148
6.4.1	Réalisation à 2.5 GHz	148
6.4.2	Réalisation à 400 MHz	149
6.4.2.1	CMA NY9255 avec dipôle	149
6.4.2.2	CMA NH9300 avec IFA souple	151
6.5	Conclusion	157

6.1 Introduction

L'étude des antennes et des plans réflecteurs CMA souples présentée dans les chapitres précédents a pour objectif final de concevoir des antennes pour ARGOS pouvant être portées près du corps humain. C'est pour cette raison que l'association CMA – Antenne est discutée dans ce chapitre. En effet nous avons désiré employer une surface réfléchissante de type CMA pour réduire le rayonnement arrière de l'antenne souple IFA. Ajouté au fait que ce rayonnement soit absorbé par le corps humain, la présence du corps désadapte l'antenne tout en réduisant son efficacité. L'emploi du CMA est donc totalement bénéfique. Malheureusement, sa réunion avec une antenne ne se fait pas sans difficulté. La structure CMA – Antenne doit être étudiée dans sa globalité.

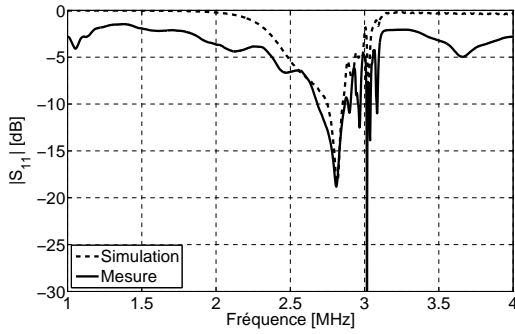
Durant ce chapitre nous allons observer le comportement de l'association CMA – Antenne en utilisant les CMA développés au cours de cette thèse. Les CMA seront traités par famille séparée (simple carré, à capacités interdigitées et double couche) à 2.5 GHz et 400 MHz. Le but sera de comprendre de quelle manière se comporte une structure complète CMA –

Antenne. Enfin, la solution complète, utilisant un CMA double couche associé avec une IFA souple, destinée à l'application ARGOS à 400 MHz sera étudiée en détail.

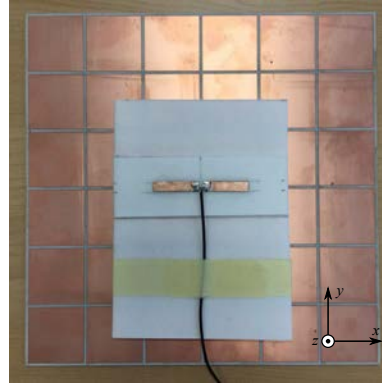
6.2 Antennes associées aux CMA simple carré

6.2.1 Réalisation à 2.5 GHz

Un simple dipôle accordé à 2.7 GHz est déposé au centre du CMA, séparé de la face supérieure du CMA par une mousse Rohacell de 4 mm d'épaisseur. Le couple CMA simple carré – dipôle est illustré Figure 6.1(b). Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont présentés Figure 6.1(a). Comme nous pouvons le voir, les allures des coefficients de réflexion sont très chahutées. Nous le savons, une antenne superposée sur un CMA génère un fort couplage entre les deux éléments [95]. Cela se confirme par l'ensemble des multiples résonances qui apparaissent hors de la bande passante. Le module des coefficients de réflexion simulé et mesuré est faible entre les fréquences comprises entre 2.6 GHz et 2.9 GHz laissant supposer la présence de l'effet CMA dans cette bande. Cependant, d'après la Figure 6.2 où l'on peut voir le gain réalisé dans la direction z , nous pouvons remarquer que celui ci est élevé dans la bande allant de 2.4 GHz à 2.7 GHz soit dans une zone où l'adaptation est moyenne. De plus cette bande ne coïncide pas avec la bande passante du CMA qui est comprise entre 2.6 GHz et 2.8 GHz. Ceci peut signifier que l'association CMA – dipôle fait décaler vers des fréquences plus basse la bande passante du CMA. Enfin, la courbe de gain avec l'antenne sur le plan masse du CMA, tracé Figure 6.2, permet de montrer que le CMA n'est pas vu comme un CEP par le dipôle.



(a) Coefficients de réflexion



(b) Couple CMA simple carré – dipôle

FIGURE 6.1 – Mesure du coefficient de réflexion du couple CMA simple carré - dipôle.

Des mesures de diagrammes de rayonnement sont réalisés pour confirmer l'effet du CMA et l'abaissement de sa bande passante. Les résultats sont présentés Figure 6.3. Les mesures du dipôle seul sont en accord avec la simulation avec cependant un niveau légèrement plus faible qu'attendu. Avec la présence du CMA sous le dipôle le rayonnement arrière est réduit d'environ 15 dB. A l'inverse, dans la direction opposée ce dernier est augmenté de 3 dB. Ce comportement est caractéristique des associations CMA – Antenne et démontre que cette association décale la bande passante du CMA vers des fréquences plus basses, dans ce cas ci d'environ 200 MHz. Ce décalage reste identique même en faisant varier l'épaisseur de la mousse Rohacell.

Nous pouvons ajouter que les résultats de mesures sont 2 dB plus faibles qu'attendus

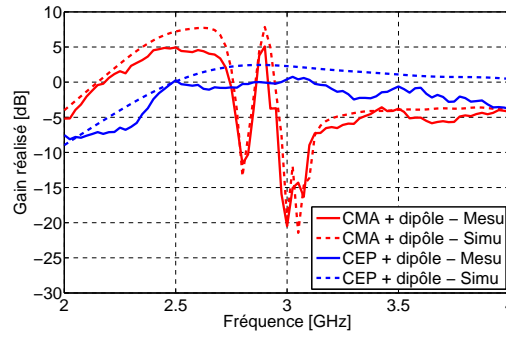


FIGURE 6.2 – Gains totaux réalisés mesuré et simulé dans la direction z du couple CMA simple carré – dipôle comparés à ceux du dipôle superposé sur un plan métallique.

pour le dipôle, ce qui est en partie dû à la conception rudimentaire de l'antenne (absence de *balun*, alimentation par câble coaxial non blindé auquel nous pouvons imputer une perte de 1 dB...). Évidemment ces décibels en moins sont également absents de la mesure du couple CMA – dipôle.

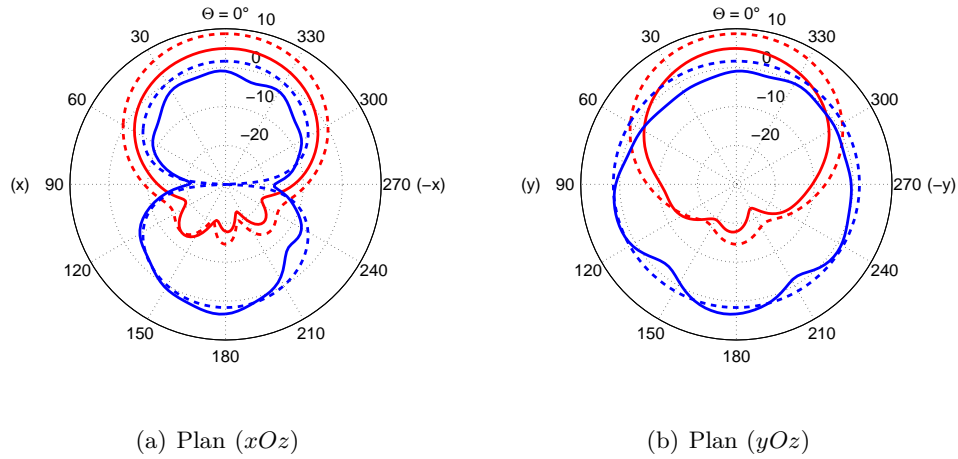
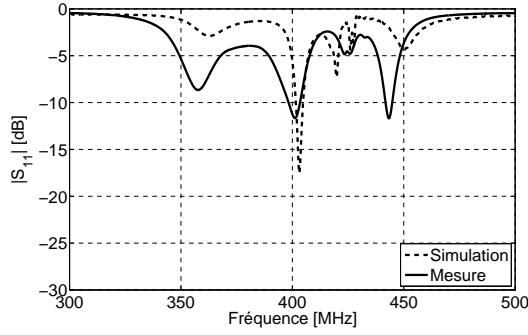


FIGURE 6.3 – Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés pour le couple CMA simple carré – dipôle et pour le dipôle seul à $f = 2.5$ GHz. (—) Mesure (- - -) Simulation.

6.2.2 Réalisation à 400 MHz

Le CMA à 400 MHz sur Neltec NH9410 décrit dans la Partie 5.4.2 est associé avec le premier prototype de la IFA souple avec grand plan de masse étudié dans le Partie 4.4.4.1. Une photographie du couple CMA – antenne est visible Figure 6.4(b). Le résultat de la mesure du coefficient de réflexion est comparé avec la simulation Figure 6.4(a). Malgré des disparités de niveau, les deux résultats s'accordent sur une fréquence de résonance proche de 400 MHz. En simulation, la fréquence de résonance du couple CMA – IFA est de 403 MHz. Elle est identique à la fréquence de résonance simulée du CMA avec sa structure finie. La fréquence de résonance mesurée est de 401 MHz.

Pour évaluer les diagrammes de rayonnement, nous effectuons des mesures par bilan de liaisons chez Syrlinks. Les résultats sont présentés Figure 6.5, normalisés à 0 dB en raison de la configuration de mesure. De cette manière nous nous intéressons seulement aux diffé-



(a) Coefficients de réflexion



(b) Couple CMA simple carré – dipôle

FIGURE 6.4 – Mesure du coefficient de réflexion du couple CMA simple carré – dipôle.

rences de niveaux. Nous comparons les résultats de trois configurations : l'antenne associée au CMA, l'antenne sur le plan de masse du CMA et l'antenne seule. Comme nous pouvons le constater, la présence du CMA permet de réduire le rayonnement arrière mais ne permet pas de l'augmenter dans la direction opposée. Toutefois nous pouvons exclure que le CMA se comporte comme une surface métallique car le diagramme de rayonnement issu de l'antenne au dessus du plan de masse démontre que le gain maximal mesuré est 15 dB plus faible que le gain mesuré du dipôle seul.

Ces observations nous permettent de confirmer que la surface réalisée se comporte comme un CMA en dépit d'une structure 2×2 cellules. Malgré tout, le gain maximal escompté (5 dB en simulation contre 0.7 dB en mesure) n'est pas atteint, probablement en raison de la taille critique du réseau de cellule voire de la configuration de mesure. Aussi, une hypothèse importante est qu'il faut envisager d'optimiser l'impédance du couple CMA – antenne pour obtenir une meilleure adaptation. Aussi, grâce à la mesure d'impédance et de rayonnement, nous pouvons confirmer qu'il n'y a pas de dérive entre la fréquence de résonance du couple CMA – antenne et la fréquence de résonance du CMA. Enfin, ces résultats expérimentaux fortifient le fait qu'il est nécessaire de simuler la structure finie de CMA opérant dans le bas de la bande UHF pour déterminer leur fréquence de résonance.

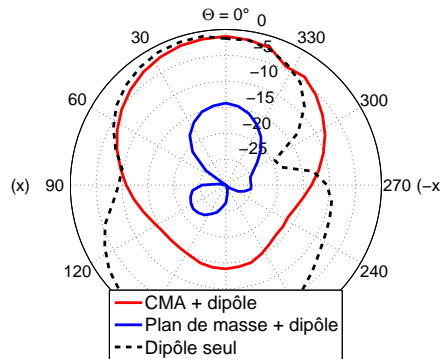


FIGURE 6.5 – Gain total réalisé mesuré normalisé à 0 dB du couple CMA simple carré – dipôle comparés à ceux du dipôle seul et du dipôle superposé sur un plan de masse.

6.3 Antennes associées aux CMA à capacités interdigitées

Le CMA à capacités interdigitées à 2.5 GHz est associé avec le dipôle résonant à 2.7 GHz. Seules les mesures sont présentées car les simulations dépassent les limites des capacités de nos stations de calculs. Le coefficient de réflexion mesuré est représenté Figure 6.6. Il ne laisse pas apparaître de bande passante claire hormis autour de 3 GHz, fréquence de résonance qui n'est commune ni à l'antenne, ni au CMA CI. De la même manière que précédemment, nous observons le gain réalisé mesuré dans la direction z pour déterminer la bande de fréquence où l'effet CMA est visible. Cette bande s'étale entre 2.3 et 2.6 GHz. Ce qui est une nouvelle fois inférieure à la fréquence de résonance du CMA.

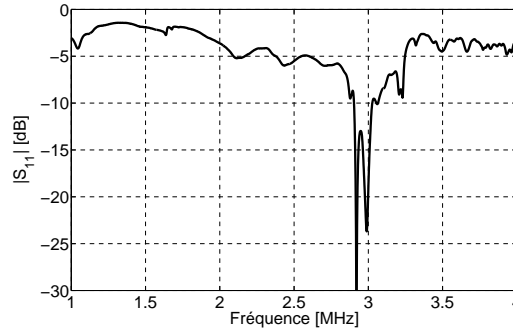
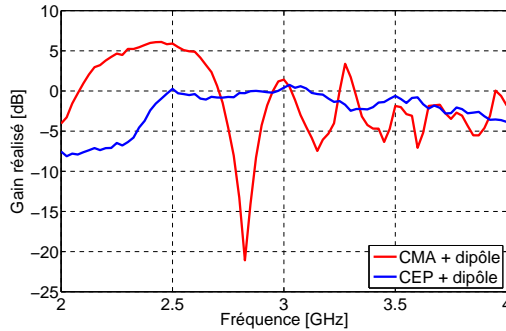
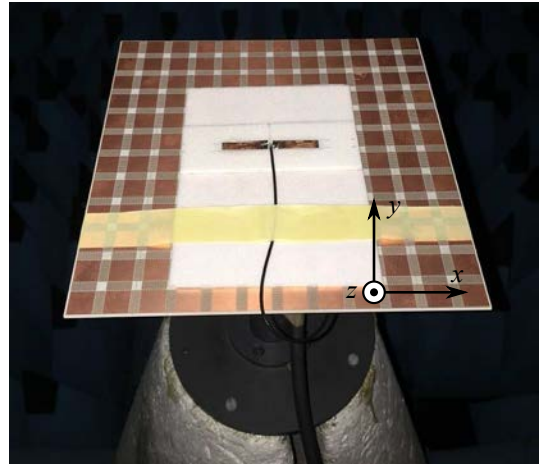


FIGURE 6.6 – Coefficient de réflexion mesuré du couple CMA CI – dipôle.



(a) Gain total réalisé mesuré



(b) Photo

FIGURE 6.7 – Mesure des gains réalisés vers z du couple CMA CI - dipôle et du dipôle superposé sur un plan métallique.

Les résultats de mesure des diagrammes de rayonnement à $f = 2.5$ GHz, fréquence où le gain réalisé vers z est maximal, sont présentés Figure 6.8. Comparé aux résultats du dipôle seul, la présence du CMA CI sous l'antenne permet une réduction au minimale du rayonnement arrière de 12 dB. Le gain vers z est augmenté de 3 dB. Pour la seconde fois et pour une structure différente, la fréquence où le CMA se comporte de manière optimale est abaissée, ici d'environ 400 MHz.

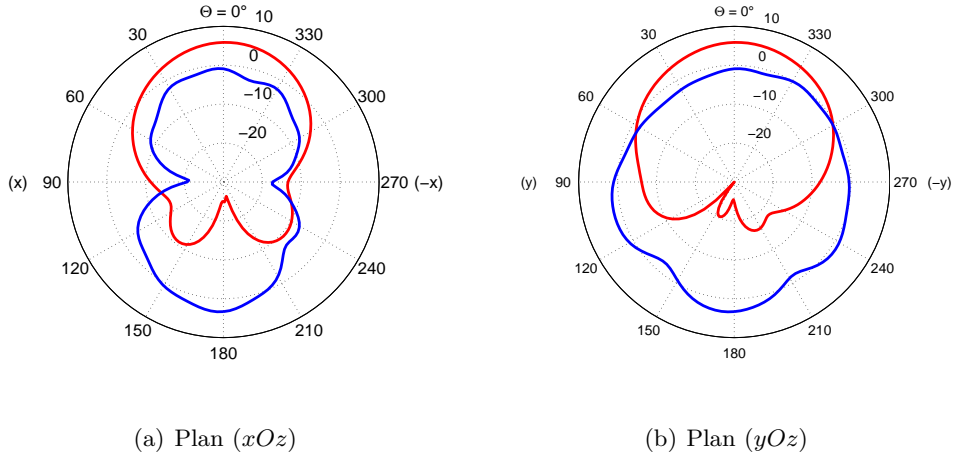


FIGURE 6.8 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le couple CMA CI – dipôle et dipôle seul à $f = 2.5$ GHz.

En ce qui concerne le CMA à capacités interdigitées à 400 MHz les simulations et mesures sont présentées Annexe A car les résultats ne sont pas assez complets pour tirer des conclusions quant aux performances des structures proposées.

6.4 Antennes associées aux CMA double couche

6.4.1 Réalisation à 2.5 GHz

Le dipôle accordé à 2.7 GHz est associé avec le CMA double couche. Sur la Figure 6.9 est présentée en comparaison avec la simulation, la mesure du coefficient de réflexion du couple. Cette dernière est très chahutée, autant en simulation qu'en mesure. La bande passante mesurée semble s'étaler entre 2.3 GHz et 3.1 GHz. Toutefois, les observations précédentes ont démontré que la bande passante mesurée n'était pas synonyme de fonctionnement optimal du CMA sur toute cette bande. Cette remarque est à nouveau confirmée en observant le gain réalisé vers z sur la Figure 6.10. Il est maximal entre 2.3 GHz et 2.7 GHz. Notons que l'allure du gain mesuré est décalé de +100 MHz par rapport à celui simulé. Il subit logiquement le même décalage que celui observé entre la fréquence de résonance du CMA simulée et mesurée.

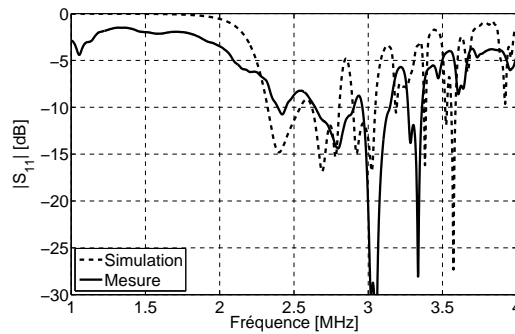
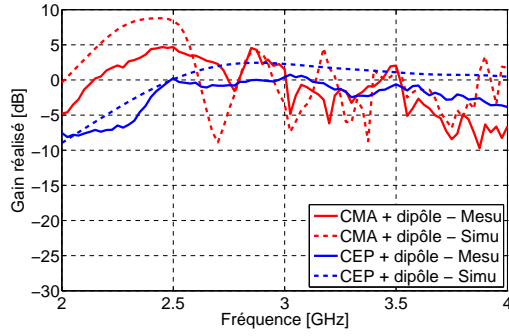
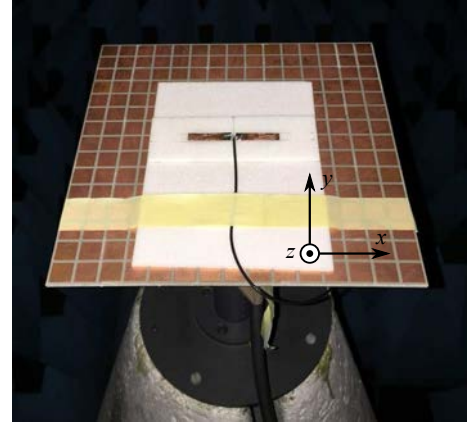


FIGURE 6.9 – Coefficients de réflexion mesuré et simulé du couple CMA double couche – dipôle.



(a) Gain totale réalisé mesuré



(b) Couple CMA – dipôle

 FIGURE 6.10 – Mesures des gains réalisés vers z du couple CMA double couche – dipôle et du dipôle superposé sur un plan métallique.

Les diagrammes de rayonnement sont présentés Figure 6.10 à $f = 2.5$ GHz. Ils sont en bon accord avec les simulations et démontrent un bon fonctionnement de l'effet CMA. Sur cette structure nous avons tout de même un niveau maximal mesuré inférieur à celui prédit d'environ 4 dB. Pratiquement, il est délicat de retrouver expérimentalement la même fidélité que les résultats issus de la structure simulée même après plusieurs essais de mesure.

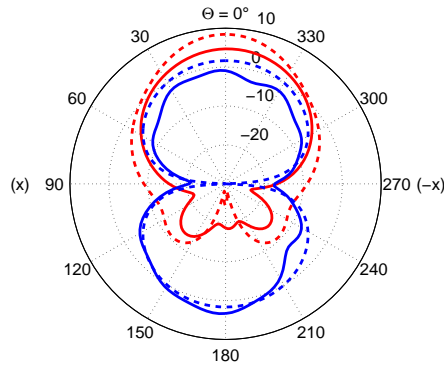
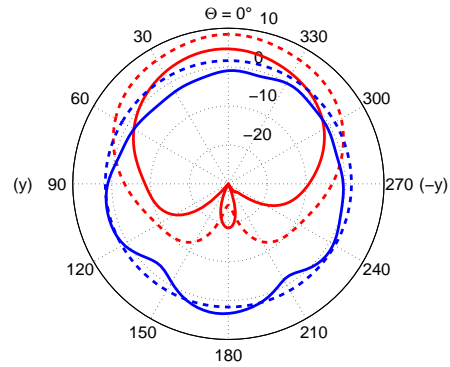

 (a) Plan (xOz)

 (b) Plan (yOz)

 FIGURE 6.11 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le couple CMA double couche – dipôle et dipôle seul à $f = 2.5$ GHz.

6.4.2 Réalisation à 400 MHz

6.4.2.1 CMA NY9255 avec dipôle

Nous utilisons le CMA NY9255 (*cf.* Annexe C) pour réaliser des mesures préliminaires d'adaptation avec une antenne. Nous avons vu que les résultats de mesure du CMA sur Neltec NH9410 (2×2 cellules) avec une IFA étaient peu concluants. Peut-être que cela était dû à un mauvais recouvrement de la bande passante du CMA par celle de l'antenne. En conséquence, pour assurer une bonne couverture de la bande passante du CMA, nous utilisons une antenne

avec une large bande passante. Pour cela un dipôle rudimentaire est associé avec le CMA. Il est constitué de brins rayonnants ovales optimisés de manière à obtenir la bande passante la plus large. Sa fréquence de résonance simulée est de 457 MHz et sa bande passante est de 92 MHz (20%). Il est réalisé sur Rogers RO4003 et mesure 27.5 cm soit $0.4\lambda_0$ et n'utilise pas de *balun*. Le dipôle est alimenté par le dessous, il est donc nécessaire de réaliser un orifice dans le CMA pour passer le câble coaxial d'alimentation, au droit du connecteur de l'antenne. L'antenne et le CMA sont séparés par une mousse Rohacell de 15.6 mm d'épaisseur. Afin d'être le plus fidèle possible au cas réel le modèle simulé prend en considération l'orifice dans le CMA et le connecteur du dipôle. Une photographie de l'association est visible Figure 6.14.

Le CMA NY9255 a une fréquence de résonance simulée de 452 MHz. Sur la Figure 6.12 nous pouvons voir sur la courbe rouge représentant l'amplitude du coefficient de réflexion du couple CMA – dipôle qu'une résonance apparaît à 461 MHz pour une bande passante de 10 MHz. Ces valeurs sont voisines de celles annoncées en simulation. Pour se convaincre que cette bande passante mesurée n'est pas due à une adaptation médiocre du dipôle sur un plan de masse, la mesure de l'antenne sur le plan de masse du CMA est également présentée. Nous pouvons observer que l'amplitude du coefficient de réflexion reste voisine de 0 dB. Nous concluons que le CMA NY9255 n'est pas assimilable à un plan de masse autour de sa fréquence de résonance de 452 MHz. Pour se persuader de l'effet CMA de la surface utilisée, nous réalisons des mesures de rayonnement.

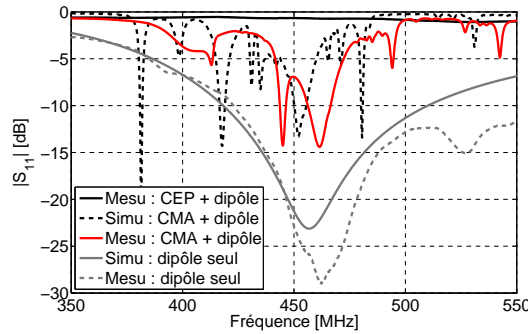


FIGURE 6.12 – Coefficients de réflexion du couple CMA double couche NY9255 – dipôle.

Les mesures de rayonnement sont réalisées dans la base champs proches SATIMO SG32 à 460 MHz. Compte tenu des spécifications techniques de la base, les résultats présentés Figure 6.13 sont normalisés à 0 dB pour n'observer que des différences de niveaux. Comme il peut être observé, l'utilisation du CMA réduit considérablement le rayonnement arrière du dipôle. Ajoutons aussi que l'emploi du CMA augmente le gain de 4 dB par rapport au gain maximal de l'antenne seul. Enfin nous constatons une différence de 16 dB entre le dipôle sur CMA et le dipôle sur plan de masse mettant en évidence l'apport bénéfique de l'utilisation du CMA. Nous pouvons préciser que le gain réalisé simulé vers z du couple CMA – dipôle est de 4 dB.

Cette étude expérimentale nous permet de confirmer la validité expérimentale du CMA double couche à 400 MHz. Aussi, nous montrons une seconde fois qu'il n'y a pas de dérive de la bande passante du CMA dans le bas de la bande UHF. Nous pouvons donc envisager l'utilisation d'une antenne avec une bande passante plus faible, donc ayant des dimensions réduites par rapport à un simple dipôle. En effet, seule la fréquence de résonance de l'antenne devra être ajustée afin d'atteindre une meilleure adaptation, la bande passante du CMA restant inchangée.

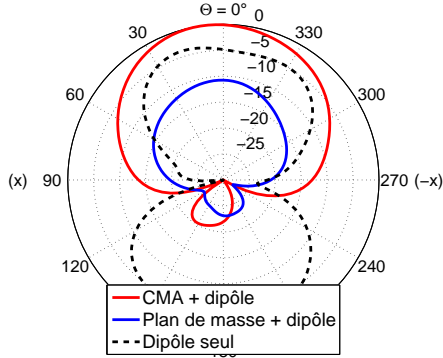


FIGURE 6.13 – Diagrammes de rayonnement normalisés à 0 dB mesurés dans le plan (xOz) à $f = 460$ MHz.

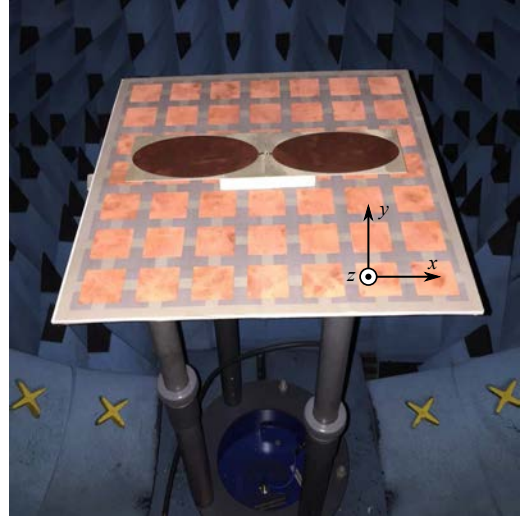


FIGURE 6.14 – Couple CMA NY9255 – dipôle.

6.4.2.2 CMA NH9300 avec IFA souple

Nous allons aborder la solution finale vers laquelle nous souhaitons arriver. Une antenne IFA souple à 401 MHz est associée au CMA NH9300 double couche flexible à 400 MHz comme illustré sur la Figure 6.15. Un intercalaire de 15.6 mm de Rohacell est inséré comme espaceur entre l'antenne et le CMA.

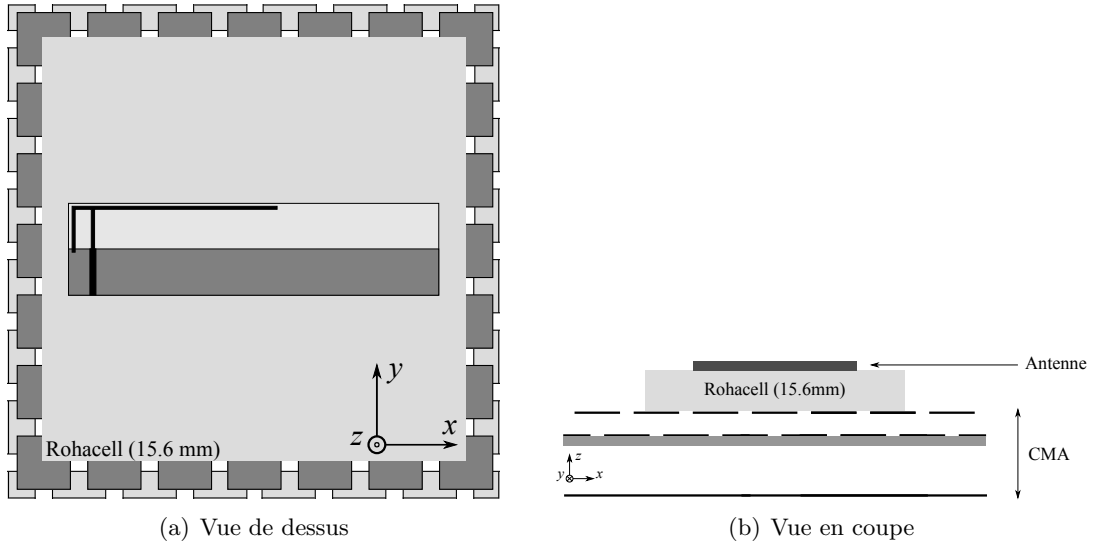
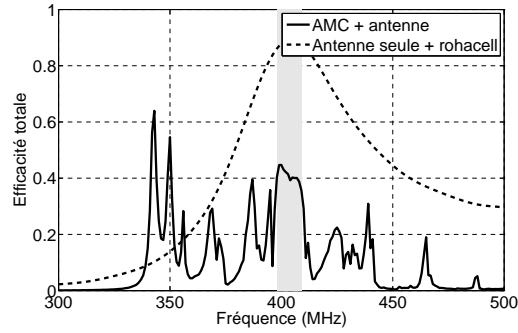
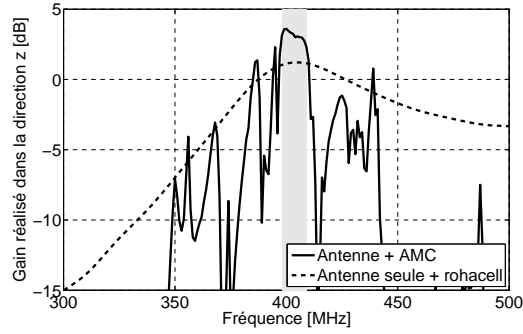


FIGURE 6.15 – CMA double couche associé à l'antenne IFA.

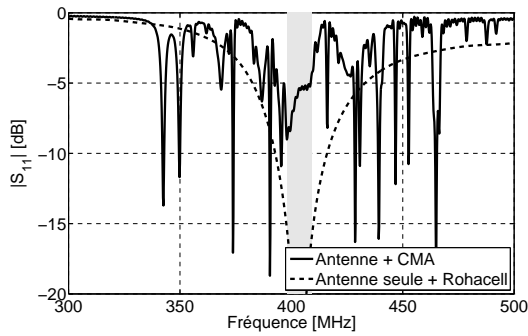
Le couple CMA – antenne est simulé en impédance et en rayonnement. Une simulation est coûteuse en temps car la structure comporte un grand nombre de mailles petites face à la longueur d'onde. Ajouté à cela la structure est très résonante et *CST* abrège la simulation avant que le seuil d'énergie restant dans la boîte d'air définie soit atteint. C'est pour cette raison qu'il apparaît des ondulations sur les résultats de simulation présentés. Le coefficient de réflexion, l'efficacité totale et le gain réalisé maximal dans la direction z ($\theta = 0^\circ$) sont présentée Figure 6.16.



(a) Efficacité totale



(b) Gain réalisé dans la direction z



(c) Coefficient de réflexion

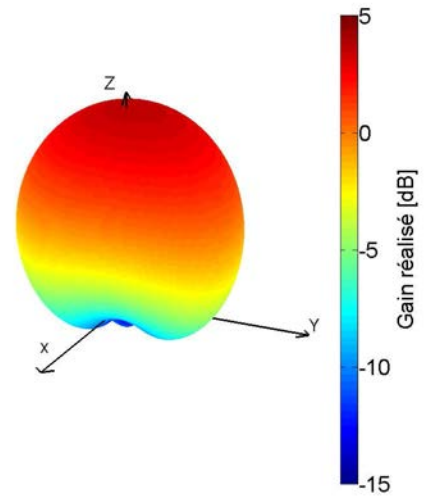
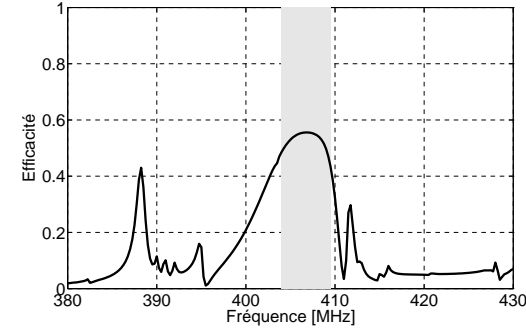
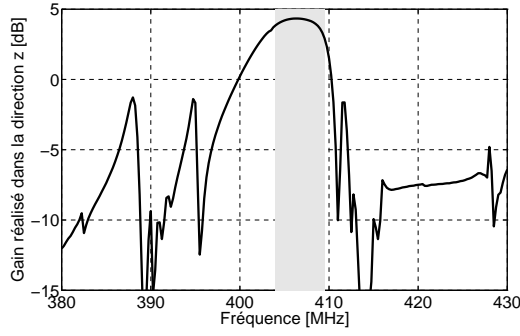

 FIGURE 6.17 – Gain réalisé 3D pour $f = 401$ MHz.

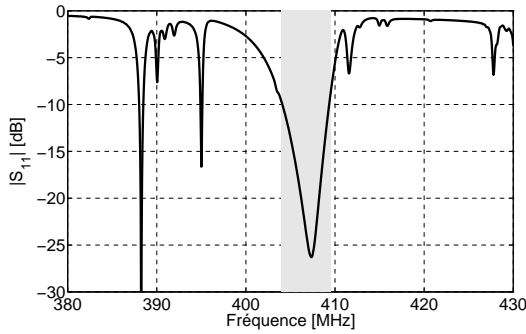
FIGURE 6.16 – Coefficient de réflexion, efficacité totale et gain maximal réalisé simulé pour l'association CMA – IFA souple.



(a) Efficacité totale



(b) Gain réalisé dans la direction z



(c) Coefficient de réflexion

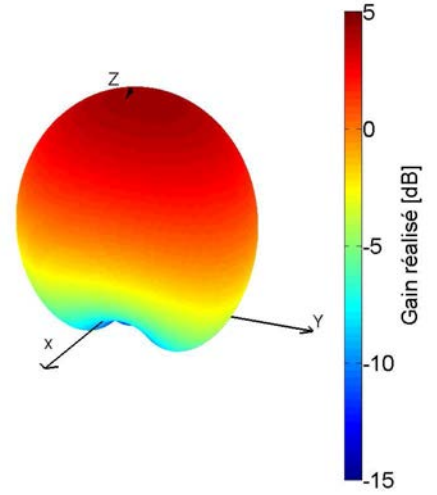


FIGURE 6.19 – Gain réalisé 3D à $f = 405$ MHz pour l'association CMA – IFA optimisé avec $\tau = -10$ mm.

FIGURE 6.18 – Coefficient de réflexion, efficacité totale et gain maximal réalisé simulé pour l'association CMA – IFA optimisé avec $\tau = -10$ mm.

Sur les résultats de simulation, nous constatons une augmentation de 2.5 dB du gain réalisé entre 398 et 410 MHz par rapport à l'antenne seule. Le diagramme 3D confirme l'effet CMA. Cependant, l'adaptation dans la bande passante est médiocre. Nous avons émis l'hypothèse qu'il fallait réajuster la fréquence de résonance de l'antenne pour parfaire l'adaptation du couple CMA – antenne. En conséquence, nous décidons d'ajuster les dimensions de l'antenne en présence du CMA.

Nous modifions la dimension du brin rayonnant de la IFA en agissant simplement sur le paramètre τ défini dans la Partie 4.4.2. Nous rappelons que grâce à cette variable nous pouvons ajuster la fréquence de résonance tout en conservant une bande passante correcte. Nous menons une étude paramétrique en faisant varier τ . La Figure 6.20 présente l'influence de cette variable sur le coefficient de réflexion et le gain réalisé dans la direction z pour le couple CMA – antenne. Nous en retirons que les bandes passantes à -10 dB sont les plus larges lorsque τ est compris entre -12 et -8 mm. Ceci signifie que la résonance de l'antenne seule sera plus élevée. Concernant le gain réalisé maximal, cet ajustement permet de le rehausser de 1 dB.

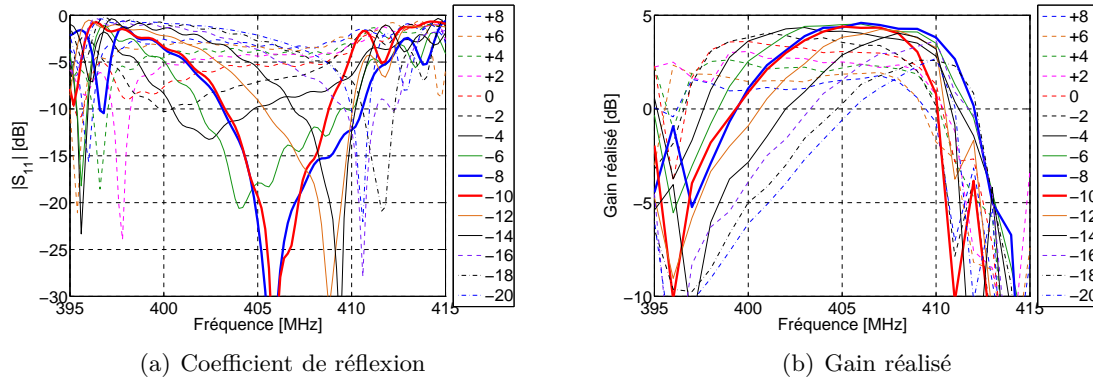


FIGURE 6.20 – Coefficients de réflexion de l'antenne et gains réalisés dans la direction z du couple CMA – antenne sur un intervalle de fréquence centré sur la fréquence de résonance du CMA.

Le coefficient de réflexion, l'efficacité totale et le gain total réalisé dans la direction z ($\theta = 0^\circ$) sont simulés pour le couple CMA optimisé – antenne ($\tau = -11$ mm). La bande de fréquence d'analyse est réduite et centrée sur la fréquence de résonance. Les résultats sont présentés Figure 6.18. Nous pouvons observer que l'adaptation est meilleure et que la bande passante franchit le seuil de -10 dB sur 5.3 MHz. Le gain réalisé maximal est de 4.3 dB. L'efficacité est de 55%, ce qui limite une élévation franche du gain.

La Figure 6.21 représente les diagrammes de rayonnement (champ total) simulé de l'antenne seule et du couple CMA optimisé – antenne. Nous pouvons observer que le rayonnement arrière est considérablement réduit. Le gain réalisé maximal de l'antenne seule à $\theta = 0^\circ$ est de 1.7 dB et celui du couple CMA – antenne est de 4.4 dB. Le gain est accru de 3.2 dB (voisin des 2.5 dB initiaux plus le 1 dB gagné par optimisation) dans la direction privilégiée grâce au CMA. Cette valeur de 3.2 dB est cohérente. En effet, théoriquement, si le rayonnement arrière est totalement redirigé vers l'avant, le gain dans la direction privilégiée serait augmenté de 3 dB.

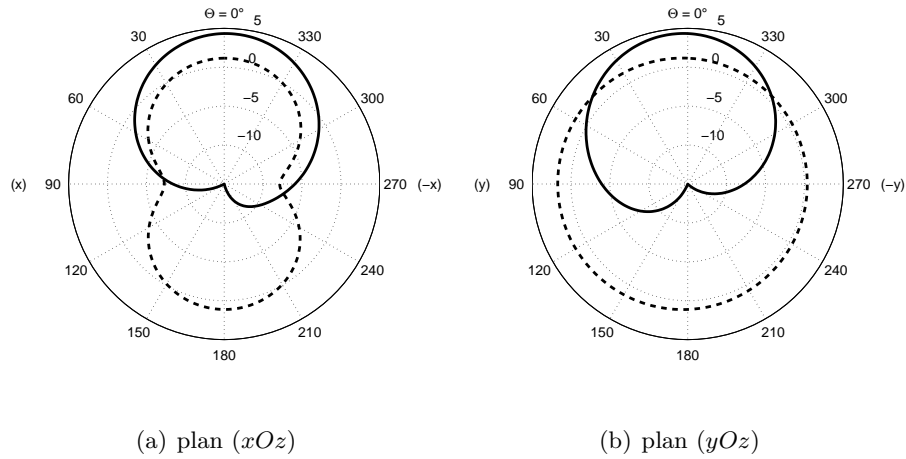
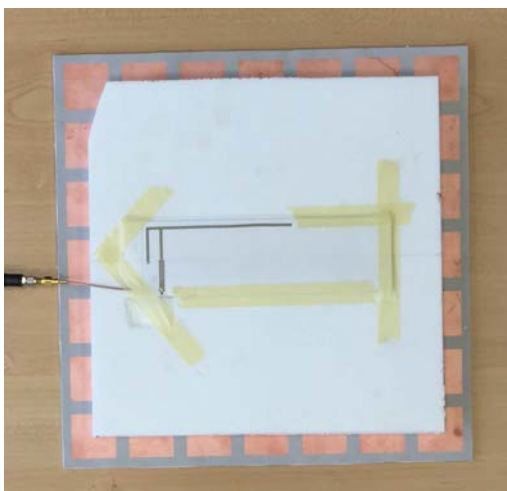


FIGURE 6.21 – Diagrammes de rayonnement simulés de l’antenne seule (---) et du couple CMA – antenne (—).

Le couple CMA double couche flexible à 400 MHz et antenne IFA souple optimisé est ensuite caractérisé en impédance et en rayonnement. La mesure du coefficient de réflexion est faite avant et après son installation sur le mât de mesure en BCMA (Figure 6.22). Les résultats obtenus sont présentés Figure 6.23. Le coefficient de réflexion mesuré sur le mât est en bon accord avec la mesure préliminaire (IETR) et la simulation. La fréquence de résonance en configuration de mesure de rayonnement est de 409.3 MHz soit une fréquence voisine de celle prévue par la simulation (407.4 MHz). La bande passante mesurée est de 6.7 MHz. Elle est plus large que celle attendue mais ceci est en partie dû à des valeurs d’amplitude du coefficient de réflexion basses sur l’ensemble de la bande de mesure. Une synthèse des valeurs mesurées et simulées est dressée dans le Tableau 6.1. Nous pouvons y lire une proximité entre les valeurs annoncées par *CST Microwave Studio* et les mesures. Cette proximité n’est pas évidente à lire sur la Figure 6.23 du fait de l’étroite bande de mesure.



(a) Mesure IETR



(b) Mesure sur le mât de la BCMA (CNES)

FIGURE 6.22 – Mesure de l’adaptation du couple antenne IFA souple et CMA double couche flexible à 400 MHz.

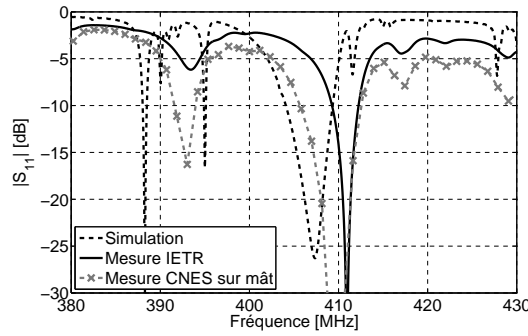


FIGURE 6.23 – Schéma d'un stub résonant quart d'onde

TABLEAU 6.1 – Fréquences de résonance et bandes passantes simulées et mesurées du couple antenne IFA souple et CMA double couche flexible à 400 MHz.

	Fréquence [MHz]			Bande Passante		Δf_0
	f_b	f_0	f_h	MHz	%	%
Simulation	404.1	407.4	409.4	5.3	1.3	–
Mesure IETR	409.3	411	412.5	3	0.7	+0.9
Mesure CNES	405.8	409.3	412.5	6.7	1.6	+0.5

Malgré la conception rudimentaire du CMA (utilisation de substrats souples, assemblage avec adhésif double face...) il y a de faibles dérives des résultats de mesures par rapport aux résultats prédits par la simulation. Cette constatation nous permet de confirmer qu'il est possible de réaliser des CMA flexible de manière sûre.

La bande passante mesurée est suffisante pour une application ARGOS. Cependant cette dernière n'est pas centrée sur 401 MHz. Il est donc nécessaire de légèrement ajuster les dimensions du CMA, qui fixent la fréquence de résonance du couple CMA – antenne, afin que le dispositif puisse être utilisé pour ARGOS.

Le mât de la BCMA, avec le couple CMA – antenne, est positionné en configuration de mesure comme illustré sur la photographie Figure 6.24. Les diagrammes de rayonnement 3D simulé et mesuré sont présentés Figure 6.25. Ils utilisent le même angle de vue et la même échelle pour une comparaison cohérente. Le gain réalisé maximal mesuré est de 2.1 dB et l'efficacité totale mesurée est de 39% (4.4 dB et 55% en simulation). Sur la Figure 6.25(b) l'effet CMA est visible mais il reste tout de même une part importante de rayonnement arrière qui n'est pas attendue. Aussi, le lobe principal du rayonnement est déformé car le centre de phase du couple CMA – antenne n'était probablement pas ajusté de façon optimale durant la mesure. La mesure de ce type de configuration est peu aisée à installer dans une BCMA qui a l'habitude d'accueillir des antennes de tailles importantes. Le réglage du centre de phase est alors délicat, ce qui peut entraîner des mesures partiellement erronées.

Avec un gain maximal mesuré de 2.1 dB, nous obtenons un gain similaire à celui requis pas le cahier des charges, dont l'objectif était celui du monopole quart d'onde. S'il nous était possible d'améliorer l'efficacité du dispositif nous pourrions atteindre un gain maximal voisin de 4.4 dB (gain maximal simulé). Toutefois les résultats de mesure en BCMA présentent un rayonnement arrière bien moins réduit que nous aurions pu l'espérer. Ce défaut est à considérer avec attention dans le but de pouvoir correctement l'expliquer pour ensuite le corriger.

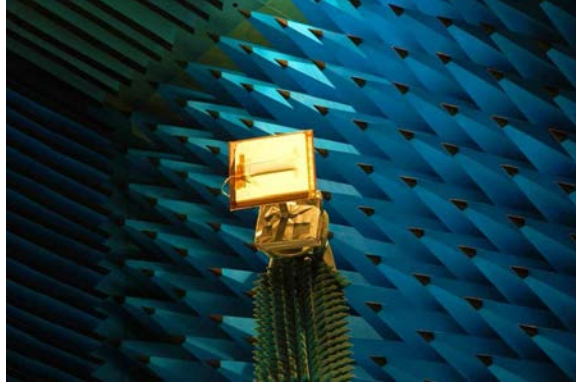


FIGURE 6.24 – Couple CMA – antenne sur le mât durant la mesure.

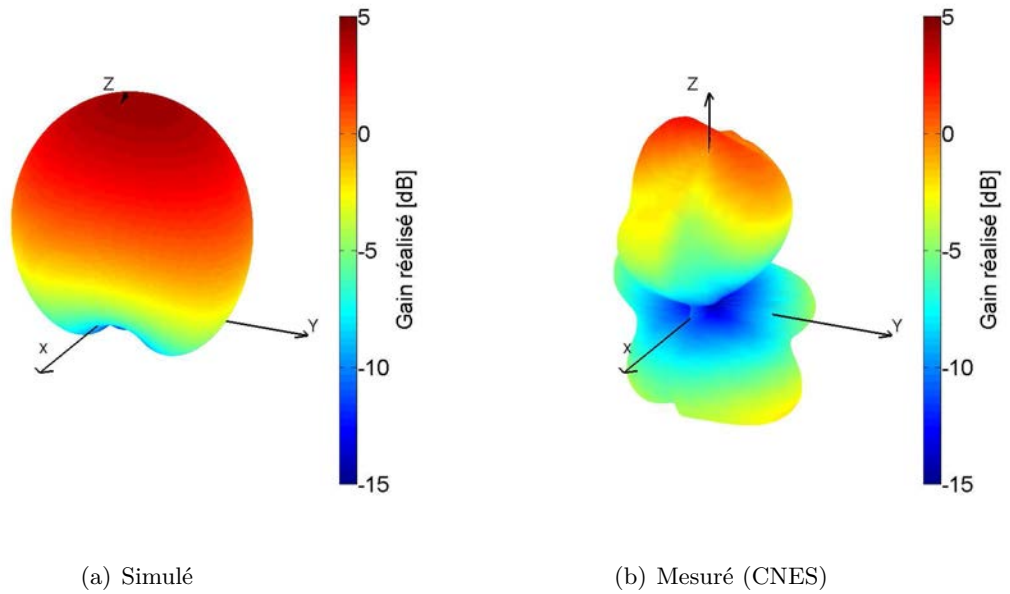


FIGURE 6.25 – Gain réalisé 3D du couple antenne IFA souple et CMA double couche flexible à 400 MHz simulés et mesurés.

6.5 Conclusion

Ce chapitre décrit le comportement de l'association CMA – antenne avec les structures CMA développées durant la thèse. Pour chacune des structures présentées des mesures d'impédance et de rayonnement ont permis d'étudier le comportement des CMA couplés avec une antenne.

Les mesures de l'impédance du couple CMA – antenne montrent qu'il existe un fort couplage entre les deux dispositifs entraînant une adaptation très chahutée rendant difficilement détectable la bande de fréquence où le CMA a une fonction optimale. Pour détecter cette bande nous réalisons une mesure de gain dans la direction normale au CMA (vers z) afin de déceler une redirection du rayonnement arrière vers l'avant. Cette mesure est adossée à une mesure des diagrammes de rayonnement, à la fréquence où le gain vers z est maximal, pour confirmer l'effet CMA. Suite à ces mesures expérimentales deux tendances se détachent. Dans le cas des CMA à 2.5 GHz, la bande passante où l'effet CMA se produit avec une antenne est abaissée entre 200 et 400 MHz par rapport à la bande passante du CMA initialement

mesurée. En revanche pour les CMA à 400 MHz, la bande passante initialement mesurée est voisine de celle observée en présence d'une antenne. Aussi, pour les CMA à 400 MHz nous pouvons améliorer l'adaptation du couple CMA – antenne, dans le but d'avoir une bande passante plus large, en ajustant simplement la fréquence de résonance de l'antenne.

L'objectif final étant de concevoir une antenne pour application ARGOS, une plus grande attention a été portée à l'optimisation du couple CMA – antenne IFA souple à 400 MHz. La fréquence de résonance de l'antenne, à l'origine optimisée à 400 MHz, a été légèrement augmentée afin d'obtenir une meilleure adaptation de l'association CMA – IFA. Les différentes mesures d'impédance montrent que la bande passante du dispositif est suffisante pour des applications ARGOS. Il faudrait toutefois légèrement réajuster les dimensions du CMA pour re-centrer la fréquence de résonance du couple CMA – antenne à 401 MHz. Actuellement, elle a été mesurée à 411 MHz. Les mesures de rayonnement en BCMA (Base Compacte de Mesure d'Antennes) montrent que la majeure partie du rayonnement est dirigée dans la direction opposée au CMA soit dans la direction désirée. Le gain maximal mesuré est de 2.1 dB soit une valeur conforme à l'objectif visé.

Conclusion générale

Rappel des objectifs

Cette thèse a pour objectif de concevoir des antennes souples en bande UHF sur des substrats non destinés aux dispositifs hyper-fréquences. En conséquence, il est nécessaire de mener des caractérisations pour connaître les propriétés diélectriques des matériaux utilisés.

Pour le projet STAT nous devons concevoir une antenne souple large bande [150 – 900 MHz] et directive. Six de ces antennes sont embarquées sur un ballon gonflé à l’hélium afin de réceptionner des signaux RF sur une zone de conflit. Compte tenu de la taille limitée du ballon l’antenne doit avoir des dimensions et un poids raisonable.

Dans le cadre du projet ARGOS nous devons proposer une antenne souple de taille réduite accordée à 401 et/ou 466 MHz. Elles sont destinées aux suivis d’animaux ou de personnes pour les futures balises miniatures ARGOS. Afin de ne pas dégrader les performances de l’antenne et protéger le porteur, une surface réfléchissante de type conducteur magnétique artificiel est envisagée. Le verrou lié à la conception du CMA est l’élaboration de cellules unitaires de petites tailles face à la longueur d’onde.

Bilan des travaux effectués

Le premier chapitre a permis de dresser un état de l’art sur les antennes en bande UHF. En premier lieu nous avons rappelé des généralités sur les antennes large bande qui emploient des technologies transposables sur substrat souple. En second lieu nous avons traité le sujet de la miniaturisation des antennes, en abordant la limite de Chu, et détaillé différentes techniques de miniaturisation. A l’issue de ce chapitre nous avons sélectionné trois concepts d’antenne que nous nous avons étudié pour le projet ARGOS.

Préalablement nous avons cherché à caractériser divers types de matériaux afin de les utiliser pour concevoir nos antennes. Nous avons utilisé trois méthodes de caractérisation : un T résonant, une antenne patch et une méthode large bande utilisant deux lignes micro-rubans. Initialement, nous avons cherché à élaborer un matériau au sein de l’IETR suite aux travaux d’une précédente thèse sur le PDMS. Cependant la complexité de réalisation et les fortes pertes dans les matériaux synthétisés nous ont obligé à faire machine arrière. Finalement notre choix se tourne vers un caoutchouc silicone dont la permittivité mesurée est de 3 et les pertes de 0.04.

Grâce à la sélection d’un substrat souple il a été possible de concevoir une antenne Vivaldi antipodale flexible de dimensions $600 \times 600 \text{ mm}^2$ pour le projet STAT. Nous avons fait le choix d’une antenne Vivaldi antipodale car elle utilise une alimentation par ligne micro-ruban peu sensible aux déformations. La bande passante mesurée de l’antenne débute à 150 MHz

et va au delà de 2 GHz, limite de notre étude. Les mesures d'impédance et de rayonnement en conditions plane et courbée sont en accords avec les résultats de simulation et sont quasi invariantes selon la courbure de l'antenne. Toutefois nous avons noté un léger dépointage de l'antenne dû à la courbure. Les essais en conditions réelles ont permis de valider le bon fonctionnement de l'antenne avec la réception de divers signaux UHF, parfaitement audibles dans le cas de signaux vocaux.

Dans le cadre du projet ARGOS, trois types d'antenne avaient été pré-sélectionnées pour leurs faibles dimensions. Les deux premières antennes, une fente quart d'onde et une PIFA avec une capacité au niveau de l'ouverture rayonnante, ont été abandonnées pour leur difficultés de mise en œuvre et leur faible bande passante. C'est finalement une IFA souple que nous avons retenu pour concevoir les antennes à 401 et 466 MHz. Elle possède une largeur voisine de $0.3\lambda_0$ et une bande passante de 30 MHz, suffisante pour palier à d'éventuels décalages de fréquence de résonance. L'étude de cette antenne nous a permis de dimensionner un abaque afin d'ajuster rapidement les dimensions de l'antenne pour une fréquence de résonance donnée. En ce qui concerne le rayonnement de cette antenne, il est quasiment omnidirectionnelle. Nous avons donc dû prendre en considération l'environnement proche de l'antenne en l'occurrence le corps. Afin d'isoler l'antenne de la proximité du corps nous avons utilisé une surface réfléchissante. Evidemment, il n'était pas possible d'utiliser un plan métallique pour des raisons de dimensions globales de l'ensemble, c'est pour cette raison que nous avons choisi de développer des conducteurs magnétiques artificiels flexibles en bande UHF.

La conception de CMA en bande UHF était un challenge car il fallait mettre en œuvre des méthodes de miniaturisation compatibles avec l'aspect flexible du CMA. Deux techniques de miniaturisation ont été explorées. La première utilise des capacités interdigitées et la seconde une structure double couche. Malheureusement nos moyens techniques actuels ne nous permettaient pas de mener des caractérisations expérimentales à 400 MHz, nous avons alors fait le choix de concevoir nos CMA à 2.5 GHz en considérant que les méthodes de conception resteraient valides dans le bas de la bande UHF. La conception des CMA a été menée de manière complète. Nous avons déterminé un modèle analytique pour les deux structures qui ont été confirmés par des mesures de la phase du coefficient de réflexion sur des maquettes de CMA à 2.5 GHz. Divers études paramétriques ont démontré que les modèles étaient valides pour des variations larges des paramètres sur toute la bande UHF. A partir de ces observations nous avons démarré la conception de CMA à 400 MHz. Rapidement, nous avons dû nous résoudre à abandonner l'utilisation de capacités interdigitées sur un substrat souple. En effet les pertes dans le matériau ne nous permettaient pas d'obtenir une phase nulle à la réflexion. La surface se comportait comme un absorbant. Ceci a été démontré en prenant en compte les pertes dans le modèle. Nous nous sommes concentré sur la conception d'un CMA double couche intégrant un matériau souple faibles pertes pour la création de la capacité de grille et le caoutchouc silicone pour la création de l'inductance due au diélectrique.

Nous avons associé les CMA développés avec de simples antennes afin d'observer le comportement des couples CMA – antenne. Nos observations débouchent sur deux conclusions. Pour les CMA à 2.5 GHz, une fois associés à une antenne leur bande passante est abaissée. En revanche pour les CMA à 400 MHz, leur bande passante reste quasi identique. Enfin, en dernier lieu nous avons associé l'antenne IFA souple au CMA double couche flexible. Etant donné le fort couplage entre le CMA et l'antenne, la fréquence de résonance de cette dernière a été légèrement modifiée afin d'obtenir une bande passante correcte. L'ensemble CMA double couche – IFA souple a été transmis au CNES dans le but de faire des mesures de rayonnement à 400 MHz dans leur BCMA (Base Compacte de Mesure d'Antennes). Les diagrammes de rayonnement ont montré que la majeure partie du rayonnement était dirigée dans la direction opposée au CMA, soit dans la direction désirée.

Limites et perspectives

Cette thèse aborde le sujet peu exploré de la conception du couple CMA – antenne souple dans le bas de la bande UHF. Ces travaux ouvrent donc la voie à diverses perspectives d'amélioration de conception. Tout d'abord il serait intéressant de faire un travail approfondi sur la création de matériaux souples à la permittivité souhaitée en limitant ses pertes. Il faudrait aussi veiller à l'homogénéité du matériau afin d'avoir une permittivité constante quelle que soit la zone du substrat. Ces nouveaux matériaux souples pourraient, entre autre, remplacer l'espaceur en mousse Rohacell et rendraient la structure totalement souple. Ensuite d'un point de vue pratique il est à notre avis tout à fait possible d'effectuer des mesures de la phase du coefficient de réflexion. Cependant la mise en place d'une configuration de mesure nécessite l'achat d'antennes directives dans le bas de la bande UHF très onéreuses. Avec ce matériel nous pourrions également envisager de nouvelles mesures de rayonnement à 400 MHz. Enfin l'aspect le plus important à améliorer est la réduction de la taille globale du couple CMA – antenne. Il faudrait premièrement à nouveau réduire la taille de l'antenne puis accroître la miniaturisation du CMA en employant par exemple un CMA triple couche voire plus.

Les perspectives envisagées se heurtent toutefois à des réalités physiques difficiles à contourner. En effet il sera très difficile de synthétiser un substrat souple avec peu de pertes. En ce qui concerne le CMA triple couche ou plus il est nécessaire d'utiliser un processus industriel pour le réaliser afin d'obtenir un bon alignement entre les différentes couches. Enfin d'un point de vu simulations, l'évaluation de la phase du coefficient de réflexion d'un CMA courbé est impossible à mettre œuvre avec la théorie de Floquet. En effet si une cellule est courbe, sa réplication à l'infini aboutira à une sphère ou un cylindre. La simulations à l'aide de structure finie nécessite un maillage très fin obligeant l'utilisation de machines de calcul très performantes.

Annexes

Sommaire

A	Compléments sur les CMA à capacités interdigitées	164
B	Démonstration de l'obtention de C_{g_2}	167
C	Compléments sur le CMA double couche sur NY9255	168
D	Photographies de la BCMA du CNES	170

A Compléments sur les CMA à capacités interdigitées

Dans la partie 5.5.4.1 nous avons présenté le CMA à capacités interdigitées illustré Figure A.1 qui était issu d'une mauvaise réalisation. Les largeurs des doigts et des gaps n'étaient pas conformes aux dimensions voulues. Néanmoins ce CMA peut être exploité pour mener une étude.

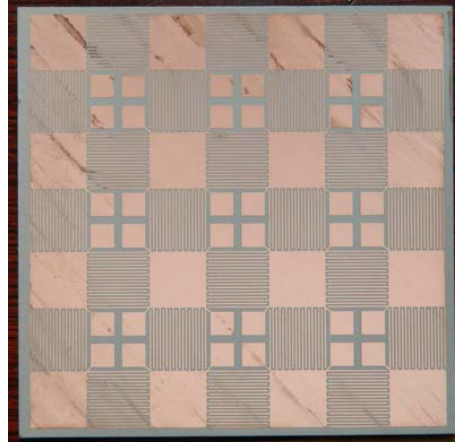


FIGURE A.1 – CMA irrégulier à capacités interdigitées avec pavés sur Neltec NH9410.

La rétro simulation de la structure finie annonce une fréquence de résonance de 560 MHz et une bande passante de 9 MHz (1.6%), soit une fréquence de résonance 95 MHz plus élevée que celle souhaitée. Cet écart est présente sur la Figure A.2.

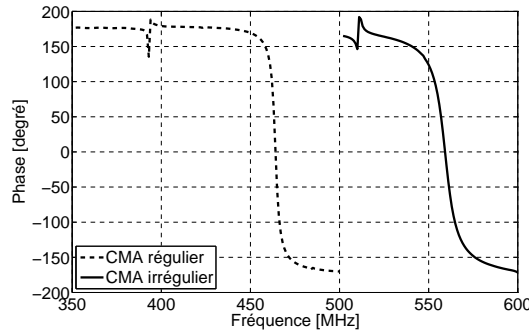


FIGURE A.2 – Phase du coefficient de réflexion du CMA irrégulier 4×4 cellules comparée à sa version régulière.

Le CMA est associé avec une antenne IFA souple accordé à 560 MHz ($\tau = -40\text{mm}$) et séparé par une mousse Rohacell de 15.6 mm d'épaisseur. La Figure A.3 présente les coefficients de réflexion de l'antenne seule et du couple CMA – antenne. Comme nous pouvons le constater une bande passante étroite est centré autour de 555 MHz. Dans le but de confirmer si le CMA rempli son rôle nous présentons le diagramme de rayonnement en 3D pour $f = 555$ MHz en Figure A.4. Nous pouvons y voir que le rayonnement est caractéristique des associations CMA – Antenne. En effet la majeure partie du rayonnement de arrière est réduit et le gain vers l'avant croît à 5.5 dB soit une augmentation de 4.4 dB (le gain maximal simulée de l'antenne seule est de 1.1 dB).

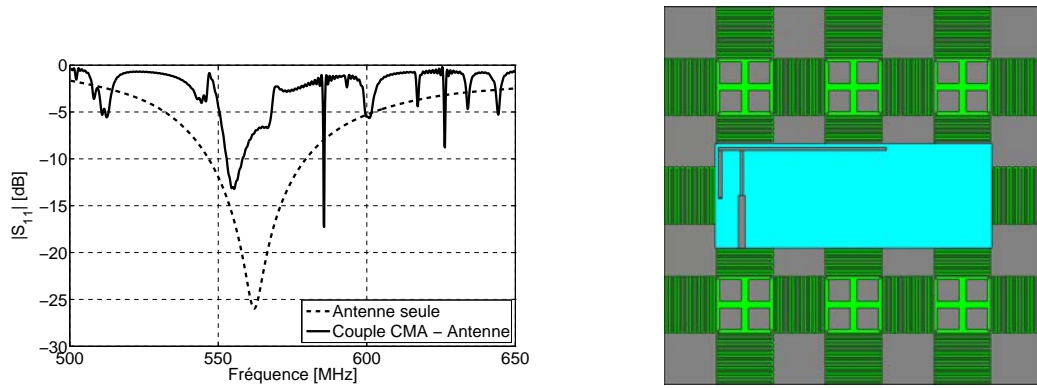


FIGURE A.3 – Coefficient de réflexion simulé du couple CMA – Antenne comparé à celui de l'antenne seule.

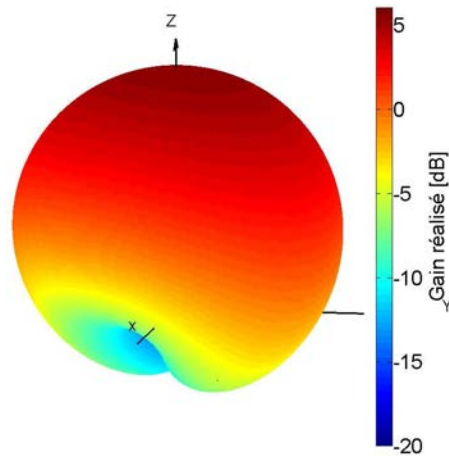


FIGURE A.4 – Diagramme de rayonnement 3D simulé pour $f = 555$ MHz.

Malheureusement, les mesures expérimentales n'ont pas donné de résultats en accord avec les simulations. Nous pensons que le nombre limité de cellules peut être la cause de l'inefficacité du CMA lors des conditions expérimentales. C'est entre autre pour cette raison que nous avons réalisé le CMA à capacité interdigitée sur AD1000.

Le CMA conçu sur AD100 permet d'avoir d'avoir neuf fois plus de cellules sur une surface quasi identique. N'oublions par que les capacités interdigitées emploient des doigts et gaps plus fin (0.365 mm). C'est pour cette raison que nous n'avons pas envisagé la simulation de la structure complète CMA à capacité interdigitée sur AD1000 – IFA souple présenté en mesure Figure A.6. En effet nous n'aurions certainement pas pu la faire, la simulation précédente ayant duré 123h et monopolisé une grande partie des capacités de la station de calculs.

La fréquence de résonance simulée du CMA sur AD100 pour une structure infinie est de 441 MHz pour une bande passante de 8 MHz. Nous associons à ce CMA une antenne IFA ayant une résonance proche de 450 MHz, séparée par une mousse Rohacell de 15.6 mm d'épaisseur. Les résultats de mesure sont présentés Figure A.5. Nous pouvons y voir qu'il y a une résonance à 442 MHz avec une bande passante de 22 MHz pour le couple CMA – antenne. Cette observation nous laisse croire au bon fonctionnement du CMA. Toutefois, la mesure de l'antenne sur le plan de masse du CMA crée une résonance à 454 MHz, avec une faible adaptation, laissant alors planer le doute. Cette résonance existe car l'antenne est suffisamment en

retrait du plan de masse. En revanche nous avons vu que dans le cas des CMA à 400 MHz, la bande passante mesurée du couple CMA – antenne coïncidait avec celle du CMA seul. Cette hypothèse appliquée dans le cas ci prouverait le fonctionnement du CMA sur AD1000. Une mesure de rayonnement permettrait de vérifier si le CMA replissait son rôle. Malheureusement, les résultats des mesures effectuées ne sont pas suffisamment impartiale pour trancher. Une nouvelle fois il nous est impossible de vérifier le fonctionnement de la structure réalisée.

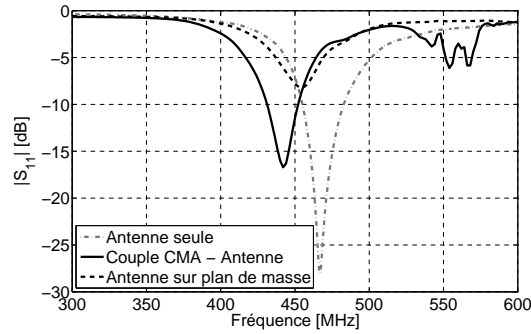


FIGURE A.5 – Coefficients de réflexion mesure sur le CMA à capacités interdigitées sur AD1000.



FIGURE A.6 – Mesure du coefficient de réflexion du CMA à capacité interdigité sur AD1000 – IFA souple.

La réalisation de CMA à capacités interdigitées dans le bas de la bande UHF reste difficile à mettre en œuvre. Premièrement ils sont délicats à réaliser car une faible imperfection peut faire dériver la fréquence de résonance théorique sur plusieurs dizaine de méga Hertz. Deuxièmement nous avons de grandes difficultés à prouver leur fiabilité.

B Démonstration de l'obtention de C_{g_2}

D'après [138] l'impédance surfacique d'un réseau de patches carrés illuminé par une onde polarisée en mode TE est exprimée par l'Equation (1)

$$Z_g^{TE} = \frac{j\omega\mu_0 \frac{\tan(\beta h)}{\beta}}{1 - 2k_{eff}\alpha \frac{\tan(\beta h)}{\beta} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right)} \quad (1)$$

où θ est l'angle d'incidence de l'onde. D'après GRELIER *et al.* [139], par identification avec l'impédance Z d'un circuit $L_d C_g$ parallèle, nous pouvons déterminer la valeur analytique de la capacité de grille C_g .

$$Z = \frac{j\omega L_d}{1 + j^2 L_d C_g \omega^2} = \frac{j\omega L_d}{1 - \omega^2 L_d C_g} \quad (2)$$

Nous posons

$$L_d = \mu_0 \frac{\tan(\beta h)}{\beta}$$

et

$$\omega^2 L_d C_g = \frac{L_d}{\mu_0} 2k_{eff}\alpha \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right)$$

ce qui nous donne l'expression (3) décrivant C_g .

$$C_g = \frac{2}{\omega^2 \mu_0} k_{eff}\alpha \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right) \quad (3)$$

D'après [138] nous avons

$$\alpha = \frac{k_{eff}P}{\pi} \ln \left(\frac{1}{\sin \frac{\pi g}{2P}} \right) = \frac{k_{eff}P}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi g}{2P} \right) \quad (4)$$

Nous rappelons que $k_{eff} = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}$ avec $k_0 = 2\pi/\lambda = \omega/c$ le nombre d'onde. Enfin avec l'égalité $\epsilon_0 \mu_0 c^2 = 1$ nous obtenons $1/c^2 = \epsilon_0 \mu_0$. En remplaçant α par l'Equation (4) nous obtenons une valeur de C_g (Equation (5)) liée uniquement aux paramètres dimensionnels de la grille et à la permittivité effective du substrat.

$$\begin{aligned} C_g &= \frac{2}{\omega^2 \mu_0} k_{eff}^2 \frac{P}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi g}{2P} \right) \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right) \\ C_g &= \frac{2}{\omega^2 \mu_0} \frac{\omega^2}{c^2} \epsilon_{eff} \frac{P}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi g}{2P} \right) \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right) \\ C_g &= 2\epsilon_0 \epsilon_{eff} \frac{P}{\pi} \ln \left(\csc \frac{\pi g}{2P} \right) \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r + 1} \sin^2 \theta\right) \end{aligned} \quad (5)$$

Dans le cas d'une onde avec une incidence normale nous obtenons

$$C_g = \frac{2}{\pi} \epsilon_0 \epsilon_{eff} \ln \left(\csc \frac{\pi g}{2P} \right) P \quad (6)$$

où C_g est bien une capacité par unité de longueur. En effet ϵ_0 peut être exprimée en F.m^{-1} donc nous avons : $\text{cte} \times \text{F.m}^{-1} \times [\text{m}] = [\text{F}]$.

C Compléments sur le CMA double couche sur NY9255

Le premier CMA double couche à 400 MHz réalisé utilisait le fin substrat Neletec NY9255 (Chapitre 5.6.4.1). Lors de sa réalisation nous n'avions pas réussi à correctement supprimer les ondulations présentes sur le fin substrat suite à la gravure chimique. Dans la crainte d'un dysfonctionnement nous avons fabriqué un nouveau CMA avec un diélectrique différent, le Neltec NH9300.

La structure du CMA double couche est rappelé Figure C.1. Le fin substrat est un Neltec NY9255 ($\epsilon_{r1} = 2.5$ et $\tan \delta_1 = 0.0018$) et le substrat plus épais le caoutchouc silicone souple ($\epsilon_{r2} = 3$ et $\tan \delta_2 = 0.04$). Les dimensions de la cellule unitaire sont rassemblées dans le Tableau C.1.

La phase du coefficient de réflexion simulée pour une structure finie 7×7 cellules est présenté Figure C.2. La fréquence de résonance est de 452 MHz et la bande passante est de 5 MHz (1.1%).

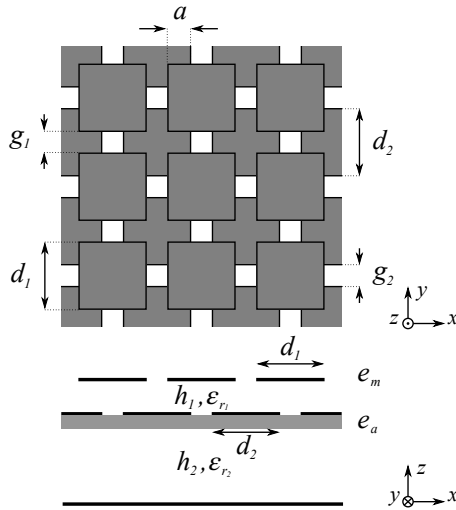


TABLEAU C.1 – Dimensions de la cellule unitaire.

d_1	36 mm	h_1	0.127 mm
d_2	37 mm	h_2	3 mm
g_1	12 mm	g_2	11 mm
e_m	18 μm	e_a	80 μm

FIGURE C.1 – Schéma du CMA double couche sur Neltec NY9255.

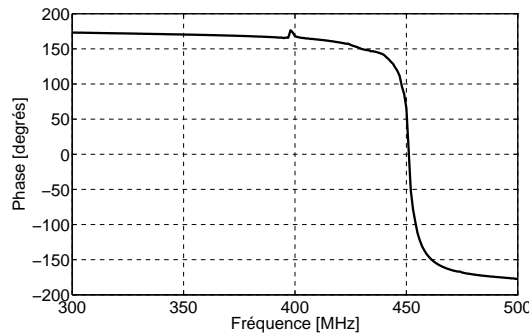


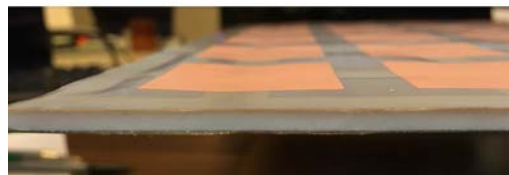
FIGURE C.2 – Phase du coefficient de réflexion simulée pour le CMA double couche sur Neltec NY9255 7×7 cellules.

Trois photographies du CMA réalisé sont présentées Figure C.3. Sur la vue en coupe nous pouvons distinguer les légères ondulations. Enfin la vue en condition courbée permet de

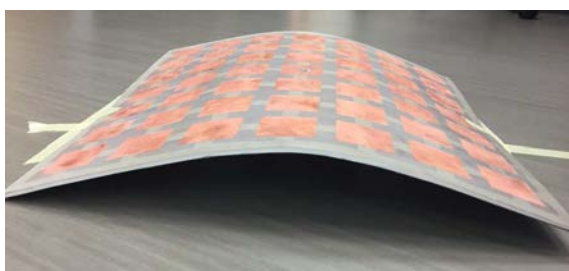
démontrer la souplesse de la structure.



(a) Vue de dessus



(b) Vue en coupe



(c) CMA courbé

FIGURE C.3 – CMA double couche sur Neltec NY9255 réalisé.

D Photographies de la BCMA du CNES

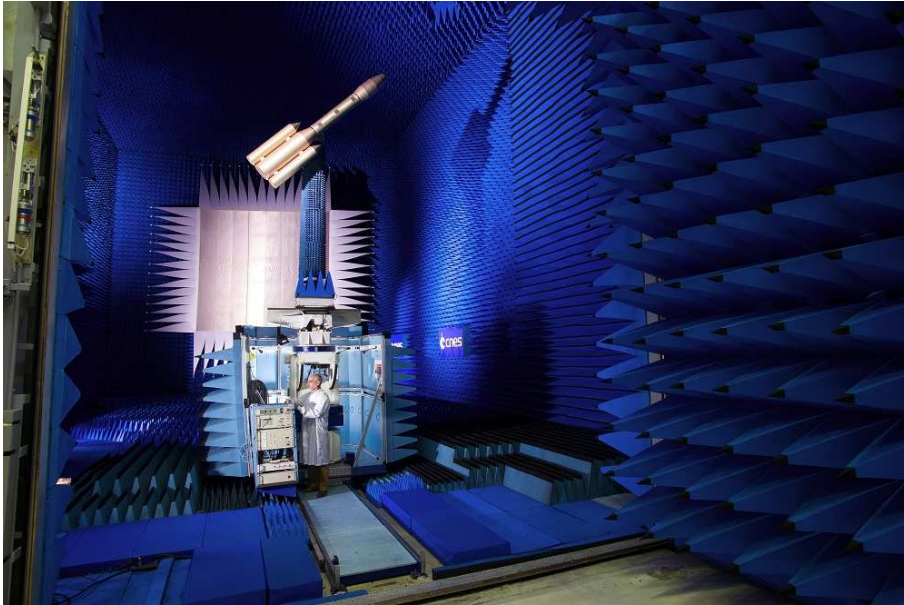


FIGURE D.1 – Photographie 1 – copyright CNES © 2008.

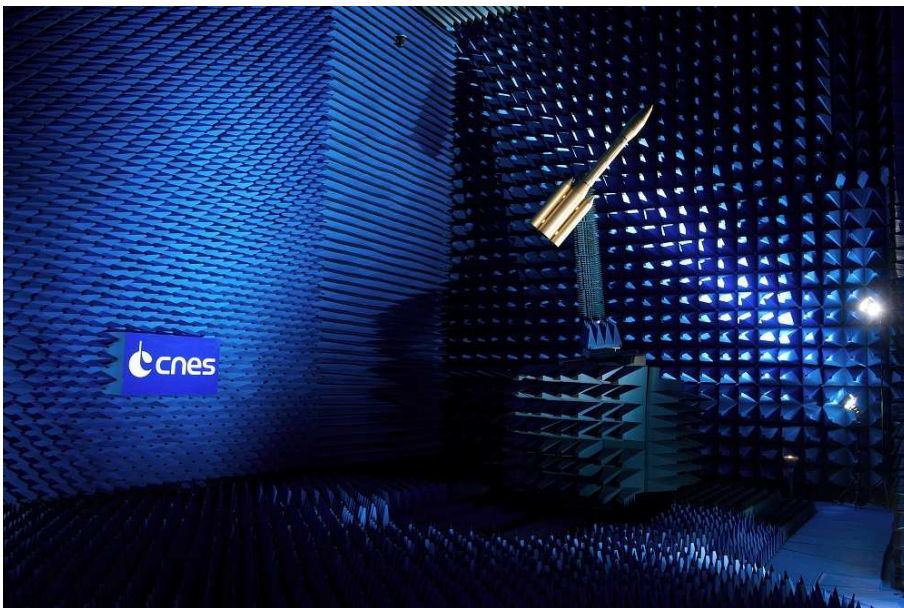


FIGURE D.2 – Photographie 2 – copyright CNES © 2008.

Bibliographie

- [1] V. Rumsey, *Frequency Independent Antennas*, A. Press, Ed., 1966.
- [2] Y. Mushiake, “Self-complementary antennas,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 34, no. 6, pp. 23–29, 1992.
- [3] —, “A report on japanese development of antennas : from the yagi-uda antenna to self-complementary antennas,” *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 46, no. 4, pp. 47–60, 2004.
- [4] N. Takemura, “Inverted-fl antenna with self-complementary structure,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 3029–3034, 2009.
- [5] C. Requin, G. Kossiavas, and R. Staraj, “Influence of the feed position in quasi self complementary antennas dedicated to multistandard software radio system,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, pp. 2048–2051.
- [6] J. Dyson, “The equiangular spiral antenna,” *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 7, no. 2, pp. 181–187, April 1959.
- [7] K. Louertani and T.-H. Chio, “Hybrid equi-angular to archimedean spiral antenna,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*, July 2012, pp. 1–2.
- [8] I. Hinostroza Saenz, R. Guinvarc’h, R. Haupt, and K. Louertani, “A dual-polarized wideband planar phased array with spiral antennas,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 9, pp. 4547–4553, Sept 2014.
- [9] D. Schaubert, E. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson, and K. Yngvesson, “Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33, no. 12, pp. 1392–1400, Dec 1985.
- [10] P. J. Gibson, “The vivaldi aerial,” in *Microwave Conference, 1979. 9th European*, 1979, pp. 101–105.
- [11] J. Bourqui, M. Okoniewski, and E. Fear, “Balanced antipodal vivaldi antenna for breast cancer detection,” in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1–5.
- [12] G. Clementi, N. Fortino, and J. Dauvignac, “A novel low profile tapered slot antenna with absorbing material for radar imaging system,” in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, pp. 2891–2895.
- [13] E. Reid, L. Ortiz-Balbuena, A. Ghadiri, and K. Moez, “A 324-element vivaldi antenna array for radio astronomy instrumentation,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 1, pp. 241–250, 2012.

- [14] J. Shafieda, J. Noorinia, and C. Ghobadi, "Probing the feed line parameters in vivaldi notch antennas," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 1, pp. 237–252, 2008.
- [15] B. Shuppert, "Microstrip/slotline transitions : modeling and experimental investigation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 8, pp. 1272–1282, Aug 1988.
- [16] E. Gazit, "Improved design of the vivaldi antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 135, no. 2, pp. 89–92, 1988.
- [17] R. Carrel, "The design of log-periodic dipole antennas," in *1958 IRE International Convention Record*, vol. 9, March 1961, pp. 61–75.
- [18] C. Peixeiro, "Design of log-periodic dipole antennas," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 135, no. 2, pp. 98–102, Apr 1988.
- [19] S. Mess-Elektronik, "Log-periodic antenna, alum. tubing, 250 – 2400 mhz, low loss, 1 kw powe," wiki Commons.
- [20] D. Anagnostou, J. Papapolymerou, M. Tentzeris, and C. Christodoulou, "A printed log-periodic koch-dipole array (lpkda)," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 456–460, 2008.
- [21] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, 1947.
- [22] —, "The radiansphere around a small antenna," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325–1331, 1959.
- [23] L. Chu, "Physical limitations of omnidirectional antennas," *Journal of Applied Physics*, vol. 19, no. 12, pp. 1163–1175, 1948.
- [24] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency," *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 64D, 1960.
- [25] R. Collin and S. Rothschild, "Evaluation of antenna q ," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 1, pp. 23–27, 1964.
- [26] R. Fante, "Quality factor of general ideal antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 2, pp. 151–155, 1969.
- [27] J. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation q of electrically small antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 5, pp. 672–, 1996.
- [28] J.-H. Lu and K.-L. Wong, "Slot-loaded, meandered rectangular microstrip antenna with compact dual frequency operation," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 11, pp. 1048–1050, 1998.
- [29] J.-S. Kuo and K.-L. Wong, "A compact microstrip antenna with meandering slots in the ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 29, no. 2, pp. 95–97, 2001.
- [30] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, vol. 142, no. 3, pp. 225–232, 1995.
- [31] J. Huang, "Miniaturized uhf microstrip antenna for a mars mission," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, vol. 4, 2001, pp. 486–489 vol.4.
- [32] J. George, M. Deepukumar, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Nair, "New compact microstrip antenna," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 6, pp. 508–509, 1996.

- [33] K.-L. Wong and Y.-F. Lin, "Small broadband rectangular microstrip antenna with chip-resistor loading," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 19, pp. 1593–1594, 1997.
- [34] C.-Y. Huang, J.-Y. Wu, C.-F. Yang, and K.-L. Wong, "Gain-enhanced compact broadband microstrip antenna," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 2, pp. 138–139, 1998.
- [35] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, A. Press, Ed., 2008.
- [36] P. Soh, G. A. E. Vandenbosch, S. L. Ooi, and N. H. M. Rais, "Design of a broadband all-textile slotted pifa," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 379–384, 2012.
- [37] S. Kulkarni and S. Makarov, "A compact dual-band foam-based uhf pifa," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 3609–3612.
- [38] B. Ivsic, J. Bartolic, D. Bonefacic, A. Skrivervik, and J. Trajkovikj, "Design and analysis of planar uhf wearable antenna," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 1–4.
- [39] Q. Bai and R. Langley, "Crumpling of pifa textile antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 63–70, 2012.
- [40] K.-L. Wong, C.-L. Tang, and H.-T. Chen, "A compact meandered circular microstrip antenna with a shorting pin," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 15, no. 3, pp. 147–149, 1997.
- [41] S. Curto, M. John, and M. Ammann, "Groundplane dependent performance of printed antenna for mb-ofdm-uwv," in *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, 2007, pp. 352–356.
- [42] S. Best and J. Morrow, "The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 1, no. 1, pp. 112–115, 2002.
- [43] T. Endo, Y. Sunahara, S. Satoh, and T. Katagi, "Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas," *Electronics and Communications in Japan (Part II : Electronics)*, vol. 83, no. 1, pp. 52–58, 2000. [Online]. Available : [http://dx.doi.org/10.1002/\(SICI\)1520-6432\(200001\)83:1<52::AID-ECJB7>3.0.CO;2-7](http://dx.doi.org/10.1002/(SICI)1520-6432(200001)83:1<52::AID-ECJB7>3.0.CO;2-7)
- [44] H.-D. Chen, "Compact broadband microstrip-line-fed sleeve monopole antenna for dtv application and ground plane effect," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 497–500, 2008.
- [45] M. Mantash, S. Collardey, A.-C. Tarot, and A. Presse, "Dual-band wifi and 4g lte textile antenna," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, pp. 422–425.
- [46] D.-L. Paul, M. Paterson, and G. Hilton, "A low-profile textile antenna for reception of digital television and wireless communications," in *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2012 IEEE*, 2012, pp. 51–54.
- [47] D.-L. Paul, C. Jayatissa, G. Hilton, and C. Railton, "Conformability of a textile antenna for reception of digital television," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, 2010, pp. 225–228.
- [48] K. Furuya, Y. Taira, H. Iwasaki, S. Yamamoto, N. Tamaki, T. Harada, and A. Kuramoto, "Wide band wearable antenna for dtv reception," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, 2008, pp. 1–4.
- [49] L. Ma, R. Edwards, S. Bashir, and M. I. Khattak, "A wearable flexible multi-band antenna based on a square slotted printed monopole," in *Antennas and Propagation Conference, 2008. LAPC 2008. Loughborough*, 2008, pp. 345–348.

- [50] D.-J. Kim, Y.-M. Moon, S.-H. Park, Y.-E. Kim, and K.-S. Min, "Self-matched miniature antenna for wlan," in *Communications, 2006. APCC '06. Asia-Pacific Conference on*, 2006, pp. 1–4.
- [51] M. Antoniadou and G. Eleftheriades, "A multiband monopole antenna with an embedded reactance-cancelling transmission-line matching network," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 1107–1110, 2010.
- [52] C. Y. Huang, B.-M. Jeng, and C. Yang, "Wideband monopole antenna for dvb-t applications," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 25, pp. 1448–1450, 2008.
- [53] D.-B. Lin, P.-C. Tsai, I.-T. Tang, and P.-S. Chen, "Spiral and multimode antenna miniaturization for dtv signal receptions," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 902–905, 2010.
- [54] C.-K. Hsu and S.-J. Chung, "A wideband dvb forked shape monopole antenna with coupling effect for usb dongle application," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 9, pp. 3029–3036, 2010.
- [55] B. H. Sun, J. Li, T. Zhou, and Q. Z. Liu, "Planar meander sleeve monopole antenna for dvb-h/gsm mobile handsets," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 8, pp. 508–509, 2008.
- [56] F. Kuroki and H. Ohta, "Operational frequency tuning for meander-line antenna fed by coplanar waveguide with finite ground plane," in *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific*, 2006, pp. 939–942.
- [57] J. Liu, S. Zhong, and K. Esselle, "A printed monopole antenna with extremely wide bandwidth," in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, pp. 1969–1972.
- [58] —, "A printed elliptical monopole antenna with modified feeding structure for bandwidth enhancement," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 2, pp. 667–670, 2011.
- [59] J. Liu, K. Esselle, and S. Zhong, "An asymmetrical structure for printed swb antenna miniaturization," in *Antenna Technology and Applied Electromagnetics the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM), 2010 14th International Symposium on*, 2010, pp. 1–4.
- [60] Y. Taachouche, F. Colombel, and M. Himdi, "Meandered monopole coupled loop antenna," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 3005–3008.
- [61] G. Thiele, J. Ekelman, E., and L. W. Henderson, "On the accuracy of the transmission line model of the folded dipole," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 5, pp. 700–703, 1980.
- [62] S. Keyrouz, H. J. Visser, R. J. M. Vullers, and A. Tijhuis, "Novel analytical procedures for folded strip dipole antennas," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 2479–2482.
- [63] H. Visser and A. Reniers, "Textile antennas, a practical approach," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, 2007, pp. 1–8.
- [64] J. Kim, M. Nagatoshi, and H. Morishita, "Study on miniaturization of a strip folded dipole antenna with two linear conductors," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, pp. 342–345.
- [65] R. Azadegan and K. Sarabandi, "A novel approach for miniaturization of slot antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, 2003.

- [66] C. Lach, L. Rudant, C. Delaveaud, and A. Azoulay, "Compact two-element reconfigurable antenna system for the 470-702 mhz band," in *General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI*, 2011, pp. 1–4.
- [67] Y.-S. Wang and S.-J. Chung, "A short open-end slot antenna with equivalent circuit analysis," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 5, pp. 1771–1775, 2010.
- [68] M. A. C. Niamien, L. Dussopt, and C. Delaveaud, "A compact dual-band notch antenna for wireless multistandard terminals," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 11, pp. 877–880, 2012.
- [69] E. C. Lee, P. Soh, N. B. M. Hashim, G. A. E. Vandenbosch, V. Volski, I. Adam, H. Mirza, and M. Z. A. A. Aziz, "Design and fabrication of a flexible minkowski fractal antenna for vhf applications," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, pp. 521–524.
- [70] D. D. Krishna, M. Gopikrishna, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "Compact wideband koch fractal printed slot antenna," *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, vol. 3, no. 5, pp. 782–789, 2009.
- [71] D. Krishna, M. Gopikrishna, C. K. Anandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "Cpwwf koch fractal slot antenna for wlan/wimax applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 389–392, 2008.
- [72] H. Dholakiya, D. Pujara, and S. Sharma, "Wide-slot fractal antenna design with improved bandwidth," in *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 1–3.
- [73] S. Hamzah, M. K. Raimi, N. Abdullah, and M. Zainal, "Design, simulation, fabrication and measurement of a 900mhz koch fractal dipole antenna," in *Research and Development, 2006. SCORed 2006. 4th Student Conference on*, 2006, pp. 1–4.
- [74] J. Lilja, P. Salonen, T. Kaija, and P. De Maagt, "Design and manufacturing of robust textile antennas for harsh environments," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 4130–4140, 2012.
- [75] T. Kaija, J. Lilja, and P. Salonen, "Exposing textile antennas for harsh environment," in *MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, 2010 - MILCOM 2010*, 2010, pp. 737–742.
- [76] J. Lilja and P. Salonen, "Textile material characterization for softwear antennas," in *Military Communications Conference, 2009. MILCOM 2009. IEEE*, 2009, pp. 1–7.
- [77] P. Salonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi, and M. Kivikoski, "A small planar inverted-f antenna for wearable applications," in *Wearable Computers, 1999. Digest of Papers. The Third International Symposium on*, 1999, pp. 95–100.
- [78] P. Massey, "Mobile phone fabric antennas integrated within clothing," in *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*, vol. 1, 2001, pp. 344–347 vol.1.
- [79] —, "Gsm fabric antenna for mobile phones integrated within clothing," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, vol. 3, 2001, pp. 452–455 vol.3.
- [80] P. Salonen, M. Keskilammi, J. Rantanen, and L. Sydanheimo, "A novel bluetooth antenna on flexible substrate for smart clothing," in *Systems, Man, and Cybernetics, 2001 IEEE International Conference on*, vol. 2, 2001, pp. 789–794 vol.2.

-
- [81] P. Salonen and L. Hurme, "A novel fabric wlan antenna for wearable applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE*, vol. 2, 2003, pp. 700–703 vol.2.
 - [82] P. Hall and M. Ricci, "Measurements of on-body propagation characteristics," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, vol. 2, 2002, pp. 310–313 vol.2.
 - [83] A. Tronquo, H. Rogier, C. Hertleer, and L. Van Langenhove, "Robust planar textile antenna for wireless body lans operating in 2.45 ghz ism band," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 3, pp. 142–143, 2006.
 - [84] C. Hertleer, A. Tronquo, H. Rogier, L. Vallozzi, and L. Van Langenhove, "Aperture-coupled patch antenna for integration into wearable textile systems," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, pp. 392–395, 2007.
 - [85] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi, and L. Van Langenhove, "A textile antenna for off-body communication integrated into protective clothing for firefighters," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 4, pp. 919–925, 2009.
 - [86] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, and K. Mahdjoubi, "Dual-band cpw-fed g-antenna using an ebg structure," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, 2010, pp. 453–456.
 - [87] [Online]. Available : <http://www.lessemf.com/fabric.html>
 - [88] [Online]. Available : <http://www.lairdtech.com/Default.aspx>
 - [89] M. de Cos and F. Las-Heras, "Polypropylene-based dual-band cpw-fed monopole antenna [antenna applications corner]," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 55, no. 3, pp. 264–273, 2013.
 - [90] E. L. Guen, "Elaboration et réalisation de matériaux magnétodiélectrique pour la miniaturisation d'antennes en bande uhf," Ph.D. dissertation, Université de Rennes 1, 2014.
 - [91] J. Trajkovikj, J.-F. Zurcher, and A. Skriversvik, "Soft and flexible antennas on permittivity adjustable pdms substrates," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2012 Loughborough*, 2012, pp. 1–4.
 - [92] L. Yang, A. Rida, R. Vyas, and M. Tentzeris, "Rfid tag and rf structures on a paper substrate using inkjet-printing technology," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 2894–2901, 2007.
 - [93] B. Cook and A. Shamim, "Inkjet printing of novel wideband and high gain antennas on low-cost paper substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 4148–4156, 2012.
 - [94] I. Kharrat, G. Eymin Petot Tourtollet, J.-M. Duchamp, P. Benech, P. Xavier, and T.-P. Vuong, "Design and realization of printed on paper antennas," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, pp. 3199–3202.
 - [95] M. Mantash, "Conception et caractérisation d'antennes à métamatériaux sur textiles," Ph.D. dissertation, Université de Rennes 1, 2012.
 - [96] S. Sankaralingam and B. Gupta, "Determination of dielectric constant of fabric materials and their use as substrates for design and development of antennas for wearable applications," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 12, pp. 3122–3130, Dec 2010.
 - [97] D. Liu, U. Pfeiffer, J. Grzyb, and B. Gaucher, *Advanced Millimeter-Wave Technologies : Antennas, Packaging and Circuits*, J. Wiley and U. Sones, Ltd, Eds. John Wiley and Sones, Ltd, UK, 2009, iSBN 978-0-470-99617-1.
-

- [98] N. Farcich, J. Salonen, and P. Asbeck, "Single-length method used to determine the dielectric constant of polydimethylsiloxane," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 12, pp. 2963–2971, Dec 2008.
- [99] F. Declercq, H. Rogier, and C. Hertleer, "Permittivity and loss tangent characterization for garment antennas based on a new matrix-pencil two-line method," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 8, pp. 2548–2554, Aug 2008.
- [100] A. Nicolson and G. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 4, pp. 377–382, Nov 1970.
- [101] E. Georget, F. Diaby, R. Abdeddaim, and P. Sabouroux, "Permittivity measurement of materials of different natures," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*, April 2014, pp. 1085–1088.
- [102] A. Kumar and D. Smith, "Microwave properties of yarns and textiles using a resonant microwave cavity," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 2, pp. 95–98, June 1977.
- [103] M.-Q. Lee and S. Nam, "An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 6, no. 4, pp. 168–170, apr 1996.
- [104] A. Mangan, S. Voinigescu, M.-T. Yang, and M. Tazlauanu, "De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of ic designs," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 235 – 241, feb. 2006.
- [105] D. Frickey, "Conversions between s, z, y, h, abcd, and t parameters which are valid for complex source and load impedances," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 205 – 211, february 1994.
- [106] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, and K. Mahdjoubi, "Investigation of flexible textile antennas and amc reflectors," *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012.
- [107] P. Hall and P. Newham, "Novel ultrawide-bandwidth vivaldi antenna with low cross-polarisation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2004–2005, Nov 1993.
- [108] "[http ://www.cls.fr/](http://www.cls.fr/)."
- [109] A. Serra, P. Nepa, and G. Manara, "A wearable two-antenna system on a life jacket for cospas-sarsat personal locator beacons," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 2, pp. 1035–1042, Feb 2012.
- [110] "[http ://www.syrlinks.com/fr/accueil/breitling-choisit-syrlinks-pour-l-emergency-ii.html](http://www.syrlinks.com/fr/accueil/breitling-choisit-syrlinks-pour-l-emergency-ii.html)."
- [111] E. Kim, H. Jung, Y. Lee, and Y. Cho, "Compact meander slot antenna with open-ends," in *Microwave Conference, 2007. KJMW 2007. Korea-Japan*, Nov 2007, pp. 69–72.
- [112] Y. Yoshimura, "A microstripline slot antenna (short papers)," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 11, pp. 760–762, Nov 1972.
- [113] B. Das and K. Joshi, "Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 5, pp. 922–926, Sep 1982.
- [114] D. Pozar, N. Das, B. Das, and K. Joshi, "Comments on "impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline"," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 7, pp. 958–959, July 1986.

- [115] C. Rowell and R. Murch, "A capacitively loaded pifa for compact mobile telephone handsets," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [116] H. Rahim, F. Malek, I. Adam, S. Ahmad, N. Hashim, and P. Hall, "On-body textile monopole antenna characterisation for body-centric wireless communications," in *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, 2012, pp. 1377–1380.
- [117] H. Giddens, D.-L. Paul, G. Hilton, and J. McGeehan, "Numerical and experimental evaluation of phantoms for off-body wireless communications," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, 2011, pp. 1–4.
- [118] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues : I. literature survey," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2231–2249, 1996.
- [119] —, "The dielectric properties of biological tissues : Ii. measurements in the frequency range 10 hz to 20 ghz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–2269, 1996.
- [120] —, "The dielectric properties of biological tissues : Iii. parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2271–2293, 1996.
- [121] H. Giddens, D.-L. Paul, G. Hilton, and J. McGeehan, "Influence of body proximity on the efficiency of a wearable textile patch antenna," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 1353–1357.
- [122] Z. Duan, D. Linton, W. Scanlon, and G. Conway, "Using ebg to improve antenna efficiency in proximity to the human body," in *Wideband, Multiband Antennas and Arrays for Defence or Civil Applications, 2008 Institution of Engineering and Technology Seminar on*, 2008, pp. 173–180.
- [123] D. Paul, H. Giddens, M. Paterson, G. Hilton, and J. McGeehan, "Impact of body and clothing on a wearable textile dual band antenna at digital television and wireless communications bands," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 4, pp. 2188–2194, 2013.
- [124] S. Zhu and R. Langley, "Dual-band wearable antennas over ebg substrate," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 3, pp. 141–142, 2007.
- [125] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, 1999.
- [126] M. Mantash, M. De Cos, A. Tarot, S. Collardey, K. Mahdjoubi, and F. Las-Heras, "Dual-band textile hexagonal artificial magnetic conductor for wifi wearable applications," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 1395–1398.
- [127] H. Liu, K. Ford, and R. Langley, "Miniaturised artificial magnetic conductor design using lumped reactive components," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 6, pp. 294–295, 2009.
- [128] R. Saad and K. Ford, "A miniaturised dual band artificial magnetic conductor using lumped components," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, 2011, pp. 1–4.
- [129] S. Zhu, K. Ford, A. Tennant, and R. Langley, "Small antenna over amc surface with/out vias," in *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, 2012, pp. 2712–2715.
- [130] R. Saad and K. Ford, "A dual band miniaturised artificial magnetic conductor design methodology," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2012 Loughborough*, 2012, pp. 1–4.

- [131] R. Waterhouse and D. Novak, "A small electromagnetic bandgap structure," in *Micro-wave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 2006, pp. 602–605.
- [132] I. Morrow, N. Clow, and G. Bertram, "Improvement in efficiency bandwidth product of uhf antenna on truncated ground plane," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough*, 2011, pp. 1–4.
- [133] Y. Fu, N. Yuan, and G. Zhang, "Compact high-impedance surfaces incorporated with interdigital structure," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 5, pp. 310–311, March 2004.
- [134] A. Arriola, G. Sasiain, J. Sancho, J. Parron, J. Gemio, and R. Villarino, "Compact high impedance surface based on interdigital capacitors," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, April 2010, pp. 1–4.
- [135] F. Grange, C. Delaveaud, and K. Madhjoubi, "Miniaturization of artificial magnetic conductors," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-SURSI), 2010 IEEE*, July 2010, pp. 1–4.
- [136] N. Capet, C. Martel, J. Sokoloff, and O. Pascal, "Optimum high impedance surface configuration for mutual coupling reduction in small antenna arrays," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 21, pp. 283–297, 2011.
- [137] K. Agarwal, Nasimuddin, and A. Alphones, "Wideband circularly polarized amc reflector backed aperture antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 3, pp. 1456–1461, March 2013.
- [138] O. Luukkonen, C. Simovski, G. Granet, G. Goussetis, D. Lioubtchenko, A. Raisanen, and S. Tretyakov, "Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 1624–1632, June 2008.
- [139] M. Grelier, F. Linot, A. Lepage, X. Begaud, J. LeMener, and M. Soiron, "Analytical methods for amc and ebg characterizations," *Applied Physics A*, vol. 103, no. 3, pp. 805–808, 2011.
- [140] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 9, pp. 2403–2414, 2004.
- [141] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, A. House, Ed., 1996.
- [142] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*, Wiley, Ed., 2003.
- [143] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, A. House, Ed., 2003.
- [144] H.-E. Endres and S. Drost, "Optimization of the geometry of gas-sensitive interdigital capacitors," *Sensors and Actuators B : Chemical*, vol. 4, no. 1-2, pp. 95–98, May 1991.
- [145] Y. Kazantsev and V. Apletalin, "Artificial magnetic conductors based on capacitive gratings," *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 52, no. 4, pp. 390–398, 2007.

Bibliographie de l'auteur

Revue internationale

1. **A. Presse**, A.-C. Tarot, "Circuit Model of a Double Layer Artificial Magnetic Conductor," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 2015, no. 99.
2. **A. Presse**, J.M. Floc'h, A.-C. Tarot, "Flexible VHF/UHF Vivaldi Antenna for Broadband Applications," *Progress in Electromagnetics Research Letters, PIER*, 2015, 52, pp.37-43.

Conférences internationales

1. **A. Presse**, X. Zhang, M. Mantash, A.-C. Tarot, J.M. Floc'h, "Miniaturization of an Artificial Magnetic Conductor with Interdigital Capacitances," *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2015 Loughborough*, Loughborough.
2. **A. Presse**, A.-C. Tarot, "Miniaturized Bendable 400 MHz Artificial Magnetic Conductor," *Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics (META), 2015 6th International Conference on*, 4-7 August 2015, New York.
3. M. Mantash, **A. Presse**, A.-C. Tarot, "Double Concentric Squares AMC Equivalent Circuit Model," *Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics (META), 2015 6th International Conference on*, 4-7 August 2015, New York.
4. **A. Presse**, J.M. Floc'h, A.-C. Tarot, C. Camus, "Bent antipodal Vivaldi antenna," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*, pp.2868-2871, 6-11 April 2014, The Hague.
5. **A. Presse**, A.-C. Tarot, "Compact open slot textile antenna," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*, pp.2932-2934, 6-11 April 2014, The Hague.
6. **A. Presse**, J.M. Floc'h, A.-C. Tarot, C. Camus, "Broadband UHF flexible vivaldi antenna," *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2013 Loughborough*, pp.277-280, 11-12 Nov. 2013, Loughborough.
7. M. Mantash, S. Collardey, A.-C. Tarot, **A. Presse**, "Dual-band WiFi and 4G LTE textile antenna," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, pp.422-425, 8-12 April 2013, Gothenburg.

Conférences nationales

1. **A. Presse**, A.-C. Tarot, "Miniaturisation d'un conducteur magnétique artificiel à l'aide de capacités interdigitées en bande UHF," *XIXe Journées Nationales des Micro-ondess*, 2-5 Juin 2015, Bordeaux.

Résumé

L'invention de l'antenne fut à la base de la création des communications sans fil à l'orée du XX^e siècle. A l'origine des objets métalliques destinés à transmettre et recevoir des ondes électromagnétiques, les antennes n'ont cessé de se complexifier pour satisfaire l'impressionnant développement des communications sans fil. C'est dans ce contexte qu'est né le concept d'antenne « *wearable* » il y a moins de deux décennies ouvrant un nouveau champ de recherche sur les antennes souples. C'est ce cadre que ce travail de thèse se consacre à la conception d'antenne souples en bande UHF.

Une première étude a permis de concevoir une antenne Vivaldi antipodale [150 – 900 MHz] souple pour la Section Technique de l'Armée de Terre. Six de ces antennes sont destinées à être placées sous un ballon gonflé à l'hélium pour réceptionner des signaux RF.

Une seconde étude est effectuée en collaboration avec la société Syrlinks et le CNES. L'objectif du projet est de concevoir des antennes souples pour le suivi de personnes avec le système ARGOS (401 et 466 MHz). La solution retenue est une IFA souple de largeur inférieure à $\lambda/3$. Elle a l'avantage d'être fine et légère. Le matériau souple employé est un caoutchouc silicone sélectionné parmi plusieurs matériaux souples grâce à des caractérisations diélectriques. Cependant, le problème de cette antenne est qu'elle possède un rayonnement quasi-omnidirectionnel. Etant donné qu'il n'était pas envisageable d'utiliser un plan réflecteur métallique pour des raisons de dimensions, il a été décidé de concevoir un conducteur magnétique artificiel (CMA) souple. Toutefois, la conception de CMA dans le bas de la bande UHF se heurte à des difficultés de miniaturisation. Pour contourner ce problème, il a été développé deux concepts de CMA à cellules unitaires de faible dimensions devant la longueur d'onde. La première solution utilise des capacités interdigitées et la seconde une structure double couche. Pour ces deux concepts, un modèle circuit est proposé et validé par des mesures expérimentales. Les mesures de l'association antenne – CMA montrent une bande passante suffisante pour des applications ARGOS et un rayonnement majoritairement dirigée dans la direction opposé à celle du CMA.

Mots clés : miniaturisation, antenne IFA souple, conducteur magnétique artificiel (CMA), modèles analytiques de CMA.

Abstract

The invention of antennas was the base of wireless communications appearance at the dawn of the twentieth century. Originally metal objects for transmitting and receiving electromagnetic waves, antennas have steadily become more complex to meet the impressive development of wireless communications. It is in this context that the concept of wearable antennas was born less than two decades ago opening a new field of research namely flexible antennas. It is in this framework that this thesis is dedicated to the design of flexible antennas for UHF band.

A first study enabled the design of a flexible antipodal Vivaldi antenna [150-900 MHz] for Technical Section of the Army. Six of these antennas are intended to be placed under a balloon inflated with helium for receiving RF signals.

A second study was conducted in collaboration with the company Syrlinks and CNES. The objective of the project is to design flexible antennas for tracking people with ARGOS system (401 and 466 MHz). The selected solution is a flexible IFA which width is smaller than $\lambda/3$. This antenna has the advantage of being thin and light. The flexible material used is a silicone rubber and it was selected among several others due to some dielectric characterizations. However, the drawback of this antenna is that it has a quasi-omnidirectional radiation pattern. Since it was not possible to use a reflector metal plane due to size constraints, it was decided to design a flexible artificial magnetic conductor (AMC). However, the design of AMCs in the lower UHF band is challenged with the miniaturization difficulties. Two concepts of small size (compared to the wavelength) AMCs unit cells were developed to work around this problem. The first solution uses interdigitated capacitors and the second a double layer structure. For these two concepts, a circuit model is proposed and validated by experimental measurements. The measurement of the AMC associated antenna demonstrates a bandwidth sufficient for ARGOS applications and a radiation pattern mostly directed in the direction opposite to that of the AMC.

Keywords : miniaturization, flexible IFA antenna, flexible antenna, artificial magnetic conductor (AMC), AMC analytical model.